

И. Г. КУДРИН

УСТРОЙСТВА ШУМОПОДАВЛЕНИЯ В ЗВУКОЗАПИСИ

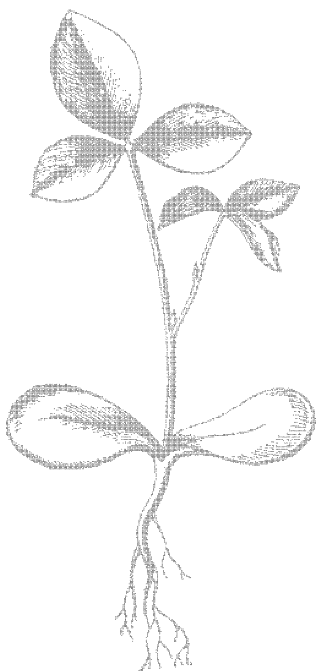


МАССОВАЯ
РАДИО
БИБЛИОТЕКА

Выпуск 927

И. Г. КУДРИН

УСТРОЙСТВА ШУМОПОДАВЛЕНИЯ В ЗВУКОЗАПИСИ



«ЭНЕРГИЯ»

МОСКВА 1977

6Ф2.7

К88

УДК 681.84.087.4

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

*Берг А. И., Борисов В. Г., Белкин Б. Г., Ванеев В. И., Геништа Е. Н.,
Гороховский А. В., Демьянов И. А., Ельяшкевич С. А., Жеребцов
И. П., Корольков В. Г., Смирнов А. Д., Тарасов Ф. И., Чистяков
Н. И., Шамиур В. И.*

ИГОРЬ ГРИГОРЬЕВИЧ КУДРИН

УСТРОЙСТВА ШУМОПОДАВЛЕНИЯ

В ЗВУКОЗАПИСИ

Редактор Ю. А. Вознесенский

Редактор издательства Г. Н. Астафуров

Обложка художника А. А. Иванова

Технический редактор Г. Г. Самсонова

Корректор И. А. Володьева

И. Б. № 542

Сдано в набор 7/VI 1976 г. Подписано к печати 30/IX 1976 г. Т-15164
Формат 84×108¹/₃₂ Бумага типографская № 2 Усл. печ. л. 4,62
Уч.-изд. л. 5,83 Тираж 40 000 экз. Зак. № 628 Цена 24 коп.

Издательство «Энергия», Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Владимирская типография Союзполиграфпрома при Государственном
комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии
и книжной торговли. 600610, гор. Владимир, ул. Победы, д. 18-б.

Кудрин И. Г.

К88 Устройства шумоподавления в звукозаписи. М.,
«Энергия», 1977 г.

88 с. с ил. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 927).

В книге рассматриваются способы шумоподавления, основанные
на применении динамической частотной коррекции и автоматического
регулирования динамического диапазона сигнала.

Книга рассчитана на подготовленных радиолюбителей и может
быть полезна специалистам, работающим в области звукозаписи.

К $\frac{30403-052}{051(01)-77}$ 188-76

6Ф2.7

© Издательство «Энергия», 1977 г.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Современная техника звукозаписи достигла высокого уровня. Применение стереофонических и квадрафонических систем звуковоспроизведения позволяет получить звучание, мало отличающееся от естественного. Тем не менее улучшение качественных показателей аппаратуры остается актуальной задачей. С одной стороны, это вызвано дальнейшим ростом требований к верности воспроизведения звука в условиях постоянного усложнения технологии записи и звукопередачи (многократная перезапись, использование каналов радиовещания и связи и т. п.), т. е. в условиях, когда сигнал подвергается многократной обработке и для снижения суммарных искажений и помех влияние каждого звена должно быть достаточно малым. С другой стороны, на это оказывают влияние экономические соображения, в частности стремление к повышению плотности записи (применительно к магнитной записи — уменьшение скорости ленты и ширины дорожки записи). Следует отметить, что такой важный параметр, как отношение сигнал/помеха при повышении плотности записи ухудшается в большей степени, чем другие параметры (например, нелинейные искажения, детонация и т. п.). Компенсировать это ухудшение традиционными методами (такими, как применение малошумящих усилителей и звуконосителей) полностью не удастся, тем более что для таких звуконосителей, как магнитная лента, в настоящее время почти достигнут теоретически возможный предел снижения уровня шумов. Решению этой задачи в большой степени способствует применение шумоподавителей.

Все известные устройства шумоподавления можно отнести к двум группам: к первой относятся устройства однократного воздействия, работающие лишь при воспроизведении, ко второй — основанные на двукратной обработке сигнала (соответственно при записи и при воспроизведении). Шумоподаватели первой группы, как правило, проще, но их работа принципиально связана с подавлением части информации, содержащейся в полезном сигнале; напротив, шумоподаватели второй группы сложнее, но они дают возможность полностью восстановить исходный сигнал.

Цель данной книги — ознакомить читателей с получившими в настоящее время широкое применение в звукозаписи специальными

электронными устройствами для понижения уровня шумов звукоопосредств и аппаратуры записи и воспроизведения. Сведения по отдельным применяемым в настоящее время шумоподавителям можно найти лишь в специальной технической литературе, поэтому здесь предпринята попытка систематизировать современные методы и устройства шумоподавления и изложить материал таким образом, чтобы он был понятен радиолюбителям средней квалификации. В книге подробно объясняются схемные особенности устройств, а для некоторых из них, наиболее простых и вместе с тем эффективных, приводятся данные, достаточные для их повторения в радиолюбительских условиях. Можно надеяться, что предлагаемая читателям книга поможет в их творческой работе в этой области.

Автор

НЕКОТОРЫЕ ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ БЫТОВОЙ ЗВУКОЗАПИСИ

Одним из достижений бытовой магнитной записи последних лет явилось создание высококачественных стереофонических кассетных магнитофонов. При разработке первых монофонических кассетных магнитофонов конструкторы ставили перед собой задачу создать относительно дешевые и простые в эксплуатации аппараты (даже в ущерб качеству звучания). В дальнейшем их усилия были направлены на улучшение качественных показателей с тем, чтобы при использовании стандартной скорости ленты 4,76 см/с получить качество звучания, не уступающее современным электрофонам и катушечным магнитофонам (при скорости ленты 9,53 см/с и 19,05 см/с). Вскоре было установлено, что при стандартной ширине ленты 3,81 мм (ширина дорожки 0,6 мм) и скорости 4,76 см/с требуемые показатели (амплитудно-частотная характеристика, уровень помех, нелинейные искажения, детонация) реализовать очень трудно. Известны также попытки разработать высококачественные квадрафонические магнитофоны (ширина дорожки 0,2 мм), что еще больше усложнило эту проблему.

Примечательно, что в бытовых кассетных магнитофонах все чаще начинают использоваться технические решения, свойственные профессиональным магнитофонам. В качестве примера можно привести магнитофон TCD фирмы «Tandberg» [1], в котором для уменьшения детонации применен трехмоторный лентопротяжный механизм со специальной электронной схемой управления ведущего электродвигателя, а также привод ленты с помощью двух ведущих валов. Показательно, что этот аппарат, не имеющий оконечных усилителей (что соответствует современной тенденции блочного построения бытового радиокомплекса), содержит 49 транзисторов и 22 диода, в то время как количество полупроводниковых приборов в кассетных магнитофонах первого поколения с оконечным УНЧ составляло 10—15 шт.

Для воспроизведения частотного диапазона 30—15 000 Гц при скорости 4,76 см/с прежде всего необходимы магнитные головки с весьма узким зазором (до 1 мкм), что вызывает определенные технологические трудности, так как ширина рабочего зазора должна сохранять свое значение в течение длительного срока эксплуатации. Выбор оптимальных конструктивных и технологических параметров и характеристик магнитофона (размеры рабочего зазора головок, распределение частотной коррекции при записи и воспроизведении, режим подмагничивания и т. п.) представляет собой довольно сложную задачу. Например, уменьшение ширины рабочего зазора позволяет уменьшить глубину коррекции в тракте магнитной записи, но связанное с этим уменьшение отдачи головки приводит к ухудшению

отношения сигнал/помеха. С другой стороны, при увеличении глубины коррекции в тракте записи повышаются нелинейные искажения, вызываемые перемодуляцией ленты; при увеличении глубины коррекции в тракте воспроизведения начинают сильнее сказываться шумы ленты. Не останавливаясь подробно на этом вопросе, заметим, что решению проблемы повышения качества записи на малых скоростях способствовали два обстоятельства: разработка новых типов лент и применение специальных шумоподавляющих устройств. Для новых типов лент, в частности с рабочим слоем из двуокиси хрома [2, 3] и так называемых кобальтированных лент [4], характерны тонкодисперсная структура магнитных частиц и более высокое значение остаточной намагниченности. Все это привело к уменьшению уровня шумов и нелинейных искажений, а главное, к увеличению отдачи на высоких частотах. Последнее обстоятельство позволило снизить глубину коррекции в тракте записи — воспроизведения и получить выигрыш в отношении уровня помех. По нормам Международной электротехнической комиссии (МЭК) постоянная времени коррекции для скорости 4,76 см/с имеет значение 120 мкс. Для скорости 9,53 см/с в различных зарубежных странах приняты значения от 90 до 120 мкс, в СССР — 140 мкс. Однако обсуждается вопрос об изменении постоянной времени коррекции для кассетных магнитофонов до значения 70 мкс, используемого в настоящее время при скорости 19,05 см/с. Данное предложение весьма перспективно и позволит более эффективно использовать магнитную ленту с улучшенными рабочими характеристиками (в частности, перспективные в будущем ленты с металлизированной рабочей поверхностью).

Другим направлением улучшения качественных показателей устройств звукозаписи является применение электронных средств шумоподавления, отличающихся характеристиками, сложностью, областью применения и т. п.

Рассмотрим некоторые устройства шумоподавления, получившие наибольшее распространение.

ПОРОГОВЫЕ ШУМОПОДАВИТЕЛИ

Устройства этого типа используются в звукозаписи уже около 40 лет. Они основаны на довольно простом принципе, по которому в паузах звучания, когда шумы проявляются наиболее сильно, в тракте воспроизведения автоматически уменьшается усиление. Для «распознавания» паузы используется различие в уровнях полезного сигнала и помехи. Для определенных трактов записи или передачи удается подобрать такое напряжение (порог) срабатывания цепи шумоподавления, при котором снижение шума не сопровождается искажением динамического диапазона программы из-за дополнительного снижения уровня слабых сигналов.

На рис. 1, а приведена схема шумоподавителя NFD фирмы «Panasonic» (США), основанного на этом принципе [5]. Приведенные каскады добавляются в обычную схему усилителя воспроизведения для осуществления шумопонижения. К тракту прохождения сигнала (точка А) с помощью переключателя В и разделительного конденсатора С₄ подключается диодная цепочка Д₄, Д₅. В паузе диоды открыты током, протекающим от источника питания +Е через резистор R₆, поэтому они шунтируют цепь прохождения сигнала, уменьшая коэффициент передачи канала. При появлении полезного сигнала

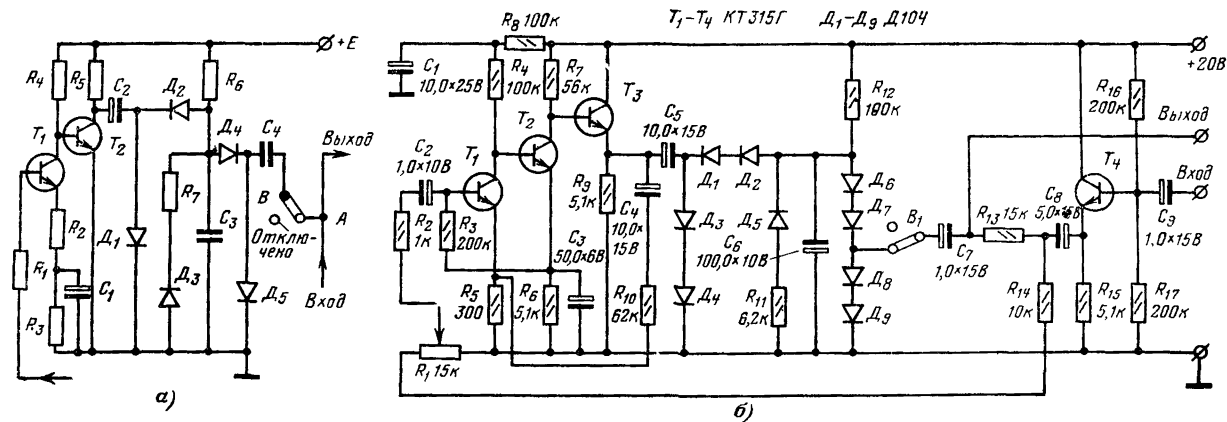


Рис. 1. Пороговые шумоподавители.

а — упрощенная схема шумоподавителя фирмы «Panasonic»; б — полная схема шумоподавителя.

ла диоды оказываются запертыми отрицательным напряжением, полученным при детектировании диодами D_1 и D_2 выходного напряжения вспомогательного усилителя на транзисторах T_1 и T_2 , и коэффициент передачи соответственно возрастает.

Более подробная схема шумоподавителя подобного типа приведена на рис. 1, б. Последний транзистор T_3 вспомогательного трехкаскадного усилителя (транзисторы $T_1—T_3$) включен по схеме эмиттерного повторителя, что обеспечивает низкое выходное сопротивление усилителя, необходимое для быстрого перезаряда конденсатора C_8 при поступлении полезного сигнала непосредственно после паузы, и способствует уменьшению искажений переднего фронта сигнала. В каждом плече регулируемого звена включено по два диода ($D_6—D_7$ и $D_8—D_9$), что позволяет обрабатывать сигналы достаточно высокого уровня (до 1 В). Соответственно в каждом плече выпрямителя сигнала управления, выполненного по схеме удвоения выпрямленного напряжения, также включено по два диода ($D_1—D_2$ и $D_3—D_4$), уменьшающие в паузе чрезмерное шунтирование по постоянному току регулирующей цепочки $D_6—D_9$ цепью детектирования. В тракте прохождения основного сигнала включен эмиттерный повторитель на транзисторе T_4 . Это расширяет область применения шумоподавителя, так как позволяет использовать его с источниками со сравнительно высокими входными сопротивлениями, например с пьезоэлектрическим звукоусилителем.

Для эффективной работы управляемого делителя (R_{13} , $D_6—D_8$) входное сопротивление усилителя, к которому подключается выход данного устройства, должно составлять не менее 50 кОм. Порог срабатывания шумоподавителя устанавливается с помощью переменного резистора R_1 в зависимости от номинального уровня и степени «зашумленности» входного сигнала. Практически при подборе следует регулятор ставить в такое положение, при котором не нарушается передача тихих фрагментов передачи и в то же время в паузе шумы подавляются в достаточной мере. В случае необходимости шумоподавитель отключается с помощью выключателя B_1 .

Известна разновидность пороговых устройств, в которой шумоподавление в паузе осуществляется путем подмешивания шумов в противофазе; при наличии полезного сигнала противофазный канал запирается и восстанавливается номинальное усиление. Следует отметить, что подобное устройство впервые предложил и применил в звукозаписи в нашей стране Ю. М. Орлов [6, 7].

Схема шумоподавителя Ю. М. Орлова приведена на рис. 2. Суммирование основной и противофазной составляющих происходит в цепи базы выходного транзистора T_6 ; элементами смесителя являются резисторы R_{27} и R_{28} совместно с резистором R_{29} и входным сопротивлением оконечного каскада (транзистор T_6). Входной сигнал поступает через делитель R_{24} , R_{25} и резистор R_{27} , а противофазный после делителя R_{24} , R_{25} поступает на управляемый делитель, состоящий из резистора R_{18} и транзисторов T_3 и T_4 , и затем на усилитель на транзисторе T_5 , регулятор глубины шумоподавления R_{26} и резистор R_{28} . Канал управления проводимостью транзисторов T_3 и T_4 включает в себя следующие элементы: делители на резисторах $R_{11}—R_{17}$, переключатель порога шумоподавления B_1 , двухкаскадный усилитель на транзисторах T_1 и T_2 , выпрямители на диодах D_1 и D_2 с зарядно-разрядными цепочками C_4 , R_9 и C_7 , R_{20} . Работает шумоподавитель следующим образом. При отсутствии входного сигнала или его малом уровне (шумы) смещающее напряжение на базах

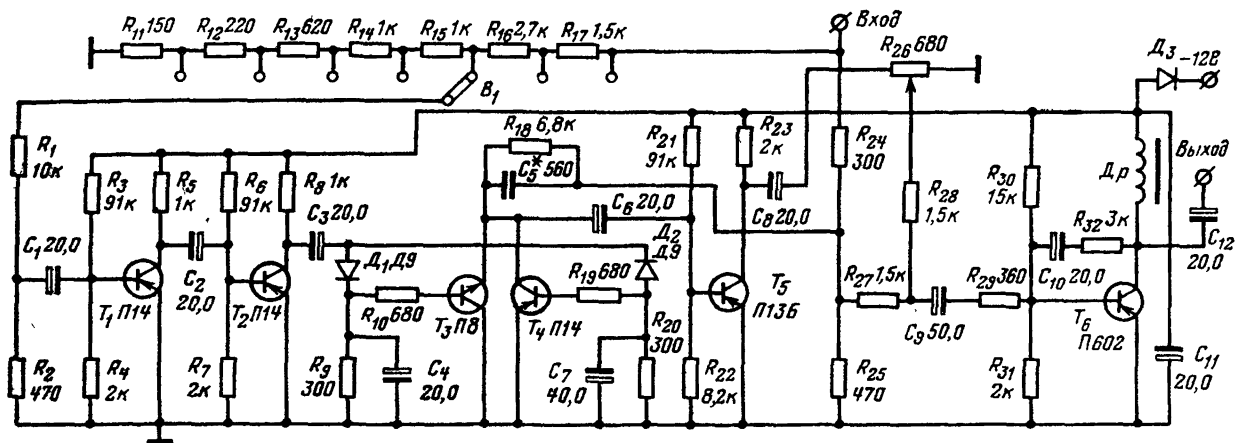


Рис. 2. Принципиальная схема шумоподавителя Ю. М. Орлова.

транзисторов T_3 и T_4 отсутствует и участки коллектор — эмиттер этих транзисторов (работающих без коллекторного напряжения) имеют сравнительно большое сопротивление, не вызывая шунтирования цепи базы транзистора T_5 . При этом коэффициент передачи данной цепи максимален. Каскад на транзисторе T_5 переворачивает фазу сигнала на 180° , что создает условия взаимной компенсации составляющих шума на смесителе R_{27} , R_{28} . Требуемая глубина шумоподавления (вплоть до полной компенсации) производится с помощью резистора R_{28} , регулирующего уровень противофазной составляющей, подаваемой на смеситель. Конденсатор C_5 служит для компенсации фазовых искажений в противофазном канале, вызванных наличием реактивных проводимостей транзисторов T_3 , T_4 и других паразитных емкостей схемы. Подбором этого конденсатора добиваются такой же глубины шумоподавления на высоких частотах, как на нижних и средних.

При появлении полезного сигнала конденсаторы C_4 и C_7 через диоды D_1 и D_2 заряжаются до пикового значения напряжения, действующего на коллекторе транзистора T_2 , появляются базовые токи транзисторов T_3 и T_4 и их выходная проводимость резко увеличивается. При достаточно большом входном сигнале противофазный канал оказывается практически закрытым и не влияет на прохождение основного сигнала. С помощью переключателя B_1 устанавливается требуемый порог срабатывания. Шумоподавитель Ю. М. Орлова имеет следующие основные параметры:

Номинальный входной и выходной уровни, дБ	+6(1,55 В)
Входное сопротивление, Ом	600
Номинальное сопротивление нагрузки, Ом	600
Неравномерность частотной характеристики в диапазоне частот 30—16 000 Гц, дБ	$\pm 0,5$
Нелинейные искажения, %	$\leq 0,3$
Время срабатывания, мс	5—10
Время восстановления, мс	50
Порог срабатывания относительно номинального уровня (устанавливается ступенями по 5 дБ), дБ	От -15 до -45
Уровень собственных шумов, дБ	≤ -70

ШУМОПОДАВИТЕЛЬ DNL

Шумоподавитель DNL (Dynamic Noise Limiter — динамический ограничитель шума) [8], предложенный фирмой «Philips» (Голландия), основан на принципе так называемой динамической фильтрации сигнала, использованном впервые Скоттом [9] для уменьшения шумов при воспроизведении записи с грампластинки. В результате исследований было установлено, что спектр музыкальных сигналов зависит от громкости исполнения таким образом, что с уменьшением громкости относительное содержание высокочастотных составляющих в сигнале уменьшается. Это объясняется особенностями звукообразования в музыкальных инструментах: при изменении громкости изменяется соотношение между уровнями основного тона и гармонических составляющих (обертонов); при игре «пианиссимо» излучаются преимущественно основные тоны, которые для большинства инструментов лежат в диапазоне частот, не превышающем 4,5 кГц. Поэтому ограничение полосы пропускания канала во время воспро-

изведения тихих пассажиров (а также в паузах звучания) лишь незначительно ухудшит качество звучания, но заметно ослабит характерные для звукозаписи высокочастотные шумы, которые проявляются особенно сильно именно при малом сигнале и в паузах. При увеличении уровня сигнала полоса пропускания расширяется, но одновременно увеличивается маскировка шумов полезным сигналом и подавление шумов становится не столь необходимым. С подобным методом борьбы с шумами знаком практически каждый радиослушатель: известно, что при приеме местных станций и малом уровне помех наилучшее звучание получается при максимальной полосе пропускания приемника, в то же время при увеличении уровня шумов, например во время приема дальних станций, удовлетворительное

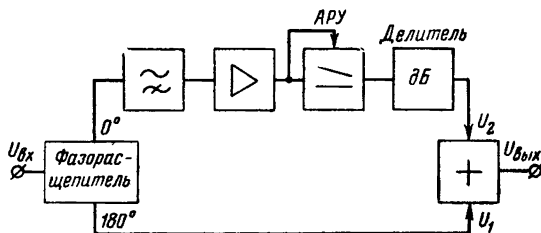


Рис. 3. Структурная схема шумоподавителя DNL фирмы «Philips».

звучание может быть получено лишь при некотором сужении полосы воспроизведения частот. Рассматриваемое устройство обладает более высокими показателями, так как в нем при регулировке производится спектральный анализ сигнала и учитывается влияние маскировки шумов.

Структурная схема шумоподавителя фирмы «Philips», реализующего подобную автоматическую регулировку полосы пропускания, изображена на рис. 3. Здесь входной сигнал поступает на фазорасщепитель, представляющий собой каскад с разделенной нагрузкой; на его выходе образуются сигналы, сдвинутые по фазе относительно друг друга на 180° . Один из сигналов поступает в канал обработки, где с помощью фильтра высоких частот выделяются высокочастотные составляющие (выше $4,5$ кГц), далее они дополнительно усиливаются, подвергаются автоматической регулировке и, наконец, на выходе суммируются с сигналом другого канала. Сигналы основной части спектра (нижние и средние частоты) проходят на выход схемы без изменений, но для высокочастотных сигналов коэффициент передачи зависит от уровня. Получающиеся при этом амплитудные характеристики приведены на рис. 4. Характеристика управляемого звена (зависимость напряжения U_2 на выходе канала обработки от входного напряжения) приведена на рис. 4, б. Так как напряжение U_2 складывается в сумматоре с напряжением U_1 (рис. 4, а) в противофазе, то результирующая характеристика приобретает вид, показанный на рис. 4, в. Из нее видно, что для сигналов малого уровня коэффициент передачи уменьшается, что и вызывает эффект подавления шумов. В начальном участке характери-

ки (до установленного порога срабатывания) можно достичь полной компенсации противофазных составляющих, т. е. получить запирающее напряжение U_0 , соответствующее входному сигналу, при котором начинает эффективно действовать шумоподавление, в данном устройстве выбрано на 38 дБ ниже номинального значения, что примерно соответствует нижней границе динамического диапазона записываемых сигналов.

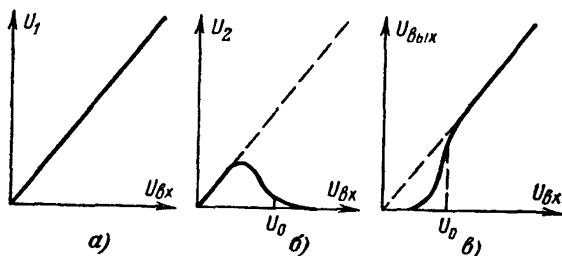


Рис. 4. Амплитудные характеристики устройства шумоподавителя DNL.

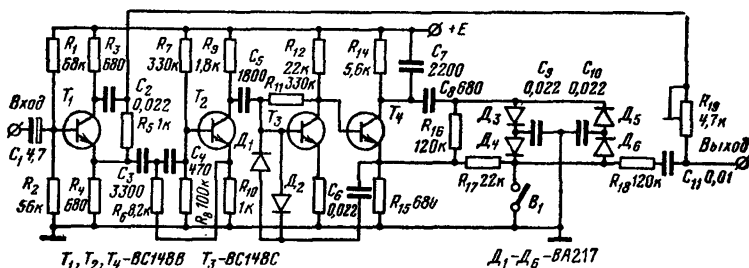


Рис. 5. Схема шумоподавителя DNL.

Принципиальная схема шумоподавителя DNL приведена на рис. 5. Первый каскад имеет широкую полосу пропускания и коэффициент усиления, близкий к единице. Сигнал с коллектора транзистора T_1 , сдвинутый по фазе на 180° по отношению к входному сигналу, поступает непосредственно в выходную цепь. Сигнал с эмиттера транзистора, совпадающий по фазе с входным, поступает в канал обработки. Цепочка C_3 , R_6 , а также конденсаторы C_4 и C_5 совместно с входными сопротивлениями соответствующих каскадов усиления (транзисторы T_2 и T_3) образуют фильтр высокой частоты с граничной частотой около 5 кГц. Каскад на транзисторе T_4 , так же как и входной каскад, выполнен по схеме с разделенной нагрузкой. Сигнал с его эмиттера поступает на регулируемое звено (резистор R_{17} , диоды D_4 , D_6), а с коллектора — на выпрямитель управляющего сигнала (диоды D_3 , D_5 и конденсаторы C_9 , C_{10}). При такой схеме нелинейная нагрузка, обуславливающая искажения сигнала в коллекторной цепи при детектировании, практически не вызывает искажения сигнала, снимаемого с эмиттера.

Работает схема следующим образом. При малом уровне высокочастотных составляющих напряжение на коллекторе транзистора T_4 недостаточно, чтобы открыть диоды D_3 — D_6 , сигнал проходит через управляемое звено без ослабления и далее в точке соединения конденсатора C_{11} и резистора R_{19} суммируется с сигналом, поступающим с коллектора T_1 . Так как каждый из транзисторов T_2 и T_3 поворачивает фазу сигнала на 180° , а в эмиттерной цепи транзистора T_4 фаза не меняется, то регулируемая составляющая, поступающая через резистор R_{18} , имеет ту же фазу, что и сигнал на эмиттере T_1 . Это означает, что на выходе суммируются противофазные сигналы. Регулятором R_{19} можно добиться максимального шумоподавления в паузе.

При увеличении уровня высокочастотных составляющих в сигнале диоды D_3 , D_5 открываются, конденсаторы C_9 , C_{10} заряжаются до амплитудного значения напряжения, действующего на коллекторе транзистора T_4 , диоды D_4 , D_6 также открываются и коэффициент передачи делителя, состоящего из резистора R_{17} и дифференциального сопротивления диодов D_4 и D_6 , уменьшается. Параметры цепей в канале обработки рассчитаны таким образом, чтобы получить спадающую характеристику (рис. 4, б). При увеличении сигнала выше уровня — $38 \div -35$ дБ (относительно номинального значения) канал обработки сигнала практически запирается цепью амплитудно-зависимой отрицательной обратной связи, образованной диодами D_4 , D_6 и конденсатором C_6 , поэтому сигнал проходит на выход шумоподавителя без изменения.

Отметим еще одну особенность цепи регулировки. Так как управляющий сигнал снимается с коллектора транзистора T_4 через цепочку C_6 , R_{16} , пропускающую лишь сигналы высоких частот, то шумоподавление сохраняется также и в том случае, когда в сигнале преобладают низкие частоты большой интенсивности. Если бы все составляющие спектра управляли противофазным каналом, то и в этом случае мог бы иметь место неприятный эффект «модуляции» шума низкочастотными сигналами, которые плохо маскируют высокочастотные шумы. Результаты испытаний шумоподавителя показали, что улучшение отношения сигнал/шум на частоте 6 кГц составляет около 5 дБ, а на частотах выше 10 кГц — более 20 дБ.

Достоинством этого шумоподавителя является то, что он может применяться при воспроизведении любых записей, выполненных в различное время (в отличие, например, от компанدرных устройств, в которых сигнал при воспроизведении обрабатывается в зависимости от характера обработки при записи). Эта особенность обеспечивает полную совместимость шумоподавителя DNL с любой аппаратурой. Важно также, что уменьшаются не только шумы канала записи или передачи (что имеет место, например, при применении компандерных устройств), но также и шумы, записанные на носителе в процессе выполнения записи (шум зала, исполнителей и т. д.). К недостаткам устройства можно отнести то, что его характеристики, выбранные исходя из определенного компромисса между степенью подавления шумов и минимальными искажениями спектра сигнала, не всегда обеспечивают оптимальных результатов. Например, для некоторых тихих мест программы в зависимости от уровня и спектра сигнала могут иметь место как недостаточное шумоподавление, так и искажение тембра. Были сделаны попытки улучшить параметры этой системы. Например, в шумоподавителе японской фирмы [10] применены три цепи шумоподавления N_1 — N_3 (рис. 6).

каждая из которых благодаря различным значениям емкости конденсаторов фильтров C_1 — C_3 обеспечивает спад характеристики в определенной полосе частот. При малом уровне сигнала и в паузе передачи диоды D_1 и D_2 открыты током, протекающим от источника $+E$ через резистор R_2 , и цепочка R_1, C_1 создает спад высоких частот

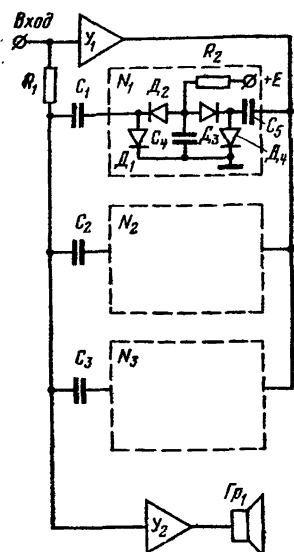


Рис. 6. Трехполосный шумоподавитель.

полосе. При увеличении сигнала в той или иной полосе до уровня — 38 дБ относительно номинального значения (так же как и в шумоподавители DNL) пороговый элемент триггерного типа включает диодную ключевую схему, исключающую действие данного фильтра. Все четыре фильтра действуют независимо. Их включение и отключение определяются отношением сигнал/шум в полосе пропускания данного фильтра. В отсутствие сигнала шум подавляется в области частот от 2 до 20 кГц. По данным фирмы, подавление шумов магнитной ленты составляет около 15 дБ.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПРИНЦИПА ДИНАМИЧЕСКОЙ ФИЛЬТРАЦИИ В ПРОФЕССИОНАЛЬНОЙ ЗВУКОЗАПИСИ

Как уже указывалось, шумоподавитель DNL основан на принципе динамической фильтрации сигнала, заключающемся в изменении частотной характеристики тракта воспроизведения в зависимо-

сти сигнала, проходящего через усилитель Y_2 и воспроизводимого громкоговорителем Гр. При увеличении входного уровня сигнал с выхода вспомогательного усилителя Y_1 выпрямляется диодами D_3, D_4 . Получаемое постоянное напряжение на конденсаторе C_4 компенсирует начальное смещение диодов D_1, D_2 , эти диоды закрываются и полоса пропускания расширяется. Аналогично работают две другие цепочки N_2 и N_3 .

Подбором порога срабатывания шумоподавляющих цепочек достигается их последовательное подключение по мере снижения уровня и в зависимости от ширины спектра сигналов, что дает возможность уменьшить искажения тембра и одновременно улучшить шумоподавление. Подобный принцип используется также в шумоподавители DN (De-Noiser) американской фирмы «Kenwood» [11]. В тракте прохождения сигнала этого шумоподавителя последовательно включены четыре управляемых полосовых фильтра с центральными частотами 3,5; 5,5; 8 и 12 кГц. В отсутствие сигнала каждый из фильтров подавляет шумы в соответствующей

сти от спектра сигнала. Эффект шумопонижения достигается за счет временного снижения коэффициента передачи в тех областях полосы пропускания, в которых в данный момент отсутствуют спектральные составляющие сигнала или они весьма малы и не имеют информационной ценности.

Данный способ целесообразно применять прежде всего для уменьшения шума ранее сделанных записей, поскольку другие, наиболее эффективные устройства, например компандерные, требующие двукратной обработки сигнала (при записи и воспроизведении), в данном случае вообще неприменимы.

Следует отметить, что улучшение качества звучания записанных фонограмм является очень актуальной задачей, поскольку в настоящее время в радиовещательных организациях и фирмах грамзаписи накоплен значительный фонд записей, которые имеют большую художественную и историческую ценность, но по разным причинам техническое состояние этих записей не соответствует возросшим современным требованиям к качеству звукопередачи. Реставрация подобных записей, многие из которых являются уникальными (выдающиеся исполнители, авторские исполнения и т. п.), осуществляется высококвалифицированными звукорежиссерами с привлечением различных технических средств, в том числе и шумоподавителей, основанных на динамической фильтрации сигнала.

Познакомимся с некоторыми шумоподавителями такого типа. На рис. 7 приведена структурная схема динамического шумоподавителя, разработанного лабораторией R. Burwen (США) [12]. Принцип работы этого устройства поясняется на рис. 8. При отсутствии полезного сигнала полоса частот сужается как со стороны высоких, так и низких частот (кривая *A*). По мере увеличения уровня сигнала в соответствующем диапазоне частот полоса пропускания постепенно увеличивается. Наибольшая полоса пропускания (кривая *B*) может быть получена при уровне — 30 дБ и выше, причем эта зависимость полосы от уровня может оперативно регулироваться для каждого участка частотного диапазона в широких пределах, что позволяет выбрать оптимальный режим работы шумоподавителя для различных фонограмм, отличающихся величиной и характером шумов, динамическим диапазоном записи и другими характеристиками.

В этом устройстве реализован упомянутый ранее принцип шумоподавителя Скотта [9], но в отличие от последнего здесь использованы новейшие достижения радиоэлектроники. Динамический шумоподавитель содержит три независимых канала, что дает возможность обрабатывать стереофонические и многоканальные записи. Всего в нем использовано 320 интегральных схем. На рис. 7 изображена упрощенная структурная схема лишь одного канала. Часть схемы, содержащая усилители U_1 — U_3 и умножители M_1 — M_3 , представляет собой фильтр верхних частот с регулируемой полосой пропускания. Он осуществляет необходимый спад амплитудно-частотной характеристики в области нижних частот при отсутствии последних в полезном сигнале. Этот фильтр состоит из трех секций, каждая из которых обеспечивает крутизну среза 6 дБ на октаву, так что суммарная крутизна характеристики составляет 18 дБ на октаву. Рассмотрим работу первой секции. В цепи отрицательной обратной связи усилителя U_1 находятся умножитель M_1 и усилитель U_2 , который также охвачен отрицательной частотно-зависимой обратной связью через конденсатор C_1 . На нижних частотах коэффициент передачи опера-

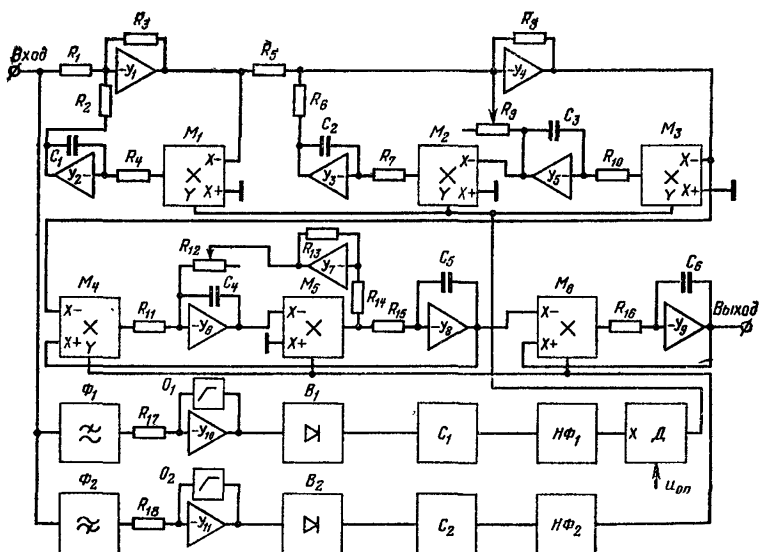


Рис. 7. Структурная схема динамического шумоподавителя, разработанного лабораторией R. Burwen (США).

ционного усилителя Y_2 очень высок (несколько тысяч), с ростом частоты он падает с крутизной 6 дБ на октаву, достигая предельного значения, равного 1. Такие блоки, названные интеграторами, используются во всех фильтрах устройства. Другой элемент петли обратной связи (умножитель M_1) представляет собой звено,

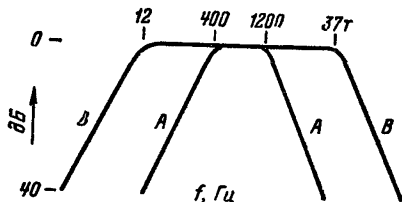


Рис. 8. Изменение частотных характеристик в динамическом шумоподавители.

которое изменяет коэффициент передачи сигналов, поступающих на входы X — и $X+$ под воздействием управляющего сигнала, поступающего на вход Y . Для этой цели используется стандартный блок аналоговых вычислительных устройств, производящий операцию перемножения сигналов, поступающих на входы X и Y . Выбранные умножители обеспечивают глубокую регулировку сигналов в больших пределах при нелинейных искажениях не более 0,1%; уровень помех регулировки (прохождение постоянной составляющей) не превышает -56 дБ. В зависимости от необходимости поворота фазы сигнала в умножителе на 180° используется вход X — или $X+$. Если коэффициент передачи умножителя M_1 максимален, обратная связь

усилителя U_1 также максимальна, но глубокая обратная связь действует лишь на низких частотах, так как на средних и высоких частотах коэффициент передачи интегратора U_2 , C_1 становится равным единице; в результате осуществляется спад нижних частот. При уменьшении коэффициента передачи умножителя действие обратной связи через интегратор будет проявляться на более низких частотах, т. е. в той области, где увеличение коэффициента передачи интегратора начнет компенсировать введенное затухание в умножителе; в результате граница среза фильтра перемещается в область более низких частот при сохранении прежней крутизны спада. Постоянная обратная связь через резистор R_3 используется для компенсации излишнего усиления операционного усилителя U_1 и линеаризации частотной характеристики фильтра в полосе его прозрачности. Резисторы R_2 и R_4 служат для ограничения максимальной глубины обратной связи и одновременно являются развязывающими элементами для обеспечения правильной работы интегратора.

Вторая и третья секции управляемого фильтра среза нижних частот представляют собой усилитель U_4 , в цепи обратной связи которого последовательно включены два звена типа умножитель — интегратор, аналогичных использующимся в первой секции фильтра. Так как каждое звено в цепи обратной связи обеспечивает крутизну спада амплитудно-частотной характеристики 6 дБ на октаву, то общая крутизна среза обеих секций составляет 12 дБ на октаву. Вблизи частоты среза фильтра фаза сигнала в каждом интеграторе поворачивается примерно на 90° . При последовательной работе фильтров поворот фазы близок к 180° ; при этом отрицательная обратная связь может стать положительной и на частотной характеристике фильтра может появиться выброс. Для его устранения служит переменный резистор R_5 , шунтирующий звено обратной связи, состоящее из умножителя M_2 и интегратора U_3 , C_2 . Регулировкой резистора можно добиться крутого перехода суммарной характеристики от линейного участка к участку с максимальной крутизной спада 18 дБ на октаву.

В управляемом фильтре нижних частот, который ослабляет высокочастотные составляющие шума, использовано последовательное включение интеграторов U_6 , U_8 , U_9 и умножителей M_4 — M_6 . Каждая из трех секций фильтра, включающая в себя умножитель и интегратор, обеспечивает благодаря емкостной обратной связи в интеграторе спад характеристики в области высоких частот с крутизной 6 дБ на октаву. Рассмотрим для примера работу третьей секции фильтра. Благодаря тому, что с выхода интегратора U_9 на неинвертирующий вход умножителя M_6 подается отрицательная обратная связь, частотная характеристика будет зависеть от коэффициента передачи умножителя. При минимальном коэффициенте передачи, что соответствует отсутствию сигнала, полоса пропускания минимальна, поскольку в интеграторе спад характеристики осуществляется начиная с частоты 1200 Гц. По мере увеличения коэффициента передачи умножителей полоса частот расширяется, так как обратная связь начинает компенсировать спад частотной характеристики в интеграторе. Прежде всего компенсируется спад вблизи частоты среза, которая перемещается в область более высоких частот. Увеличение глубины обратной связи уменьшает коэффициент передачи на нижних и средних частотах, но одновременно увеличивается усиление умножителя по инвертирующему входу X , так что общий коэффициент передачи на нижних и средних частотах

не изменяется, а регулируется лишь полоса пропускания в области верхних частот. В первой и второй секциях фильтра используется общая обратная связь с выхода интегратора U_8 на неинвертирующий вход умножителя M_4 и местная обратная связь с выхода умножителя M_5 на вход интегратора U_6 . Регулировкой величины местной обратной связи с помощью резистора R_{12} добиваются оптимального перехода от плоской части амплитудно-частотной характеристики к области затухания с максимальной крутизной 18 дБ на октаву.

Каналы управления фильтрами, вырабатывающие регулирующее напряжение для умножителей, включают в себя дополнительные фильтры Φ_1 и Φ_2 , усилители-ограничители U_{10} и U_{11} , выпрямители B_1 и B_2 , сжиматели C_1 и C_2 , а также нелинейные фильтры $H\Phi_1$ и $H\Phi_2$. Кроме того, в канале управления фильтром верхних частот включен блок D , названный делителем. Точнее его следовало бы назвать блоком получения обратной величины (по отношению к входному напряжению). Дело в том, что в фильтрах нижних и верхних частот умножители включены по-разному. В фильтрах нижних частот они включены непосредственно в прямой канал передачи, а в фильтрах верхних частот — в цепь обратной связи. Для получения требуемой зависимости полосы от уровня сигнала в первом случае управляющее напряжение должно увеличиваться с ростом входного сигнала, а во втором случае — наоборот, уменьшаться. Блок D осуществляет деление некоторого опорного напряжения $U_{оп}$ на величину входного сигнала, так что с ростом входного сигнала выходной сигнал уменьшается.

Для того чтобы полоса пропускания устройства в области нижних частот определялась лишь содержанием этих частот в сигнале, фильтр Φ_1 является фильтром нижних частот. Соответственно фильтр Φ_2 является фильтром верхних частот, поэтому полоса в области высоких частот расширяется лишь при достаточном уровне этих частот в сигнале. Сжиматели C_1 и C_2 служат для формирования определенной амплитудной характеристики. В частности, они исключают значительные изменения полосы пропускания, которые неприятно воспринимаются на слух при небольших изменениях уровня сигнала в соответствующей полосе. Для сглаживания напряжения после выпрямителей B_1 и B_2 включены специальные фильтры $H\Phi_1$ и $H\Phi_2$, которые обеспечивают быстрое время срабатывания (менее 2 мс) и достаточно хорошую фильтрацию. Усилители-ограничители U_{10} и U_{11} препятствуют расширению полосы пропускания при прохождении весьма интенсивных, но кратковременных импульсных помех. Время, в течение которого шумоподаватель срабатывает, зависит как от временных параметров канала управления, так и от крутизны нарастания и уровня входного сигнала. Поэтому, чтобы не допустить ненужного расширения полосы при импульсной помехе, как, например, царапина на грампластинке, целесообразно в канале управления ограничивать сигналы, превышающие определенный выбранный порог срабатывания. Эту задачу и выполняют операционные усилители U_{10} , U_{11} , в цепи обратной связи которых включены ограничители O_1 , O_2 .

Помимо рассмотренных управляемых фильтров устройство содержит несколько обычных узкополосных фильтров, которые при необходимости могут подавлять отдельные селективные помехи (например, гармоники частоты питающей сети). К числу наиболее важных органов управления данного устройства относятся регуляторы выбора порога срабатывания в каждом участке диапазона, а также

регуляторы глубины шумоподавления и времени срабатывания. Все регуляторы для трех стереоканалов взаимосвязаны, но шумоподавление в каждом канале осуществляется независимо, поскольку управление умножителями в каждом канале и в каждой полосе осуществляется раздельно, в соответствии с характером сигнала, поступающего в данный канал.

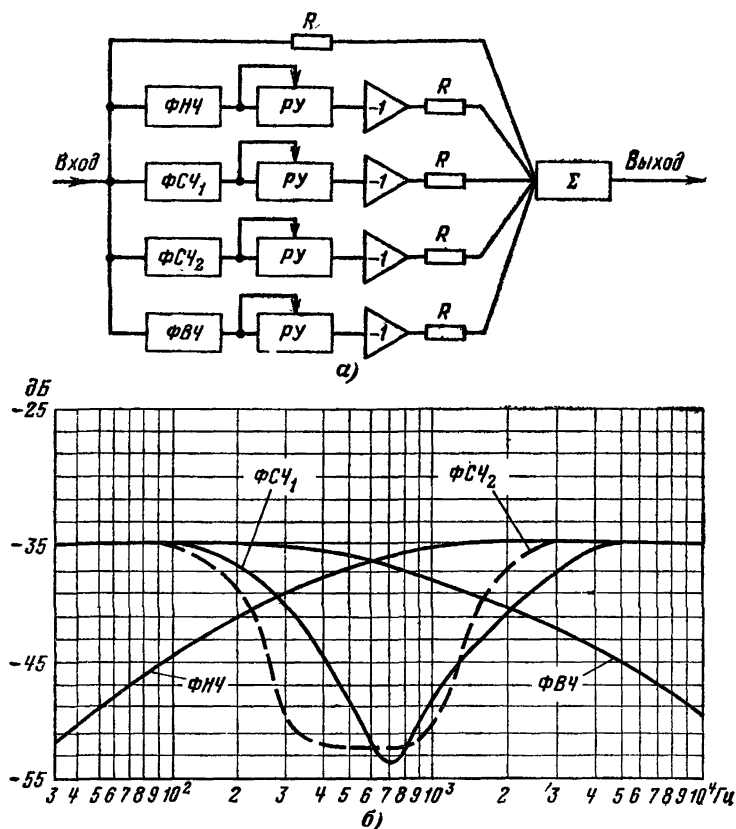


Рис. 9. Полосовой шумоподавитель Ю. М. Орлова.
а — структурная схема; б — частотные характеристики фильтров.

Шумоподавители, аналогичные вышеописанному устройству, нашли применение и в отечественной практике звукозаписи. На рис. 9, а приведена структурная схема шумоподавителя, предложенного Ю. М. Орловым [13]. Он применяется при копировании и перезаписи фонограмм на киностудиях страны. В шумоподавители с помощью фильтра нижних частот $\Phi НЧ$, фильтра верхних частот $\Phi ВЧ$ и фильтров средних частот $\Phi СЧ_1$ и $\Phi СЧ_2$ весь частотный диапазон делит-

ся на три полосы в соответствии с частотными характеристиками фильтров, изображенными на рис. 9, б (полосы фильтров $\Phi СЧ_1$ и $\Phi СЧ_2$ частично перекрываются). В каждой полосе шумоподавление осуществляется независимо, путем подмешивания к полному сигналу, проходящему на вход сумматора Σ непосредственно через резистор R , противофазных составляющих, которые после фильтров поступают на регулируемые усилители $РУ$. Последние являются сжимателями с большой степенью сжатия. При достаточно высоком уровне сигнала в каждой полосе из-за малого коэффициента передачи сжимателей влияние противофазного канала пренебрежимо мало и суммарная частотная характеристика системы линейна. Если сигнал в какой-либо полосе снижается до определенного уровня, коэффициент передачи соответствующего сжимателя повышается и относительная доля противофазного сигнала в этой полосе соответственно тоже повышается вплоть до полной компенсации отдельных частотных составляющих. Выбор частотных характеристик фильтров не является критичным. Схема выполнения регулируемых усилителей и цепей суммирования противофазных компонент аналогична схеме широкополосного порогового шумоподавителя (см. рис. 2).

Более сложная схема была предложена А. Богатыревым и В. Медведевым [29] (рис. 10, а). Здесь входной сигнал, поступающий через установочный регулятор уровня R_1 , с помощью полосовых фильтров разбивается на девять частотных поддиапазонов. Независимое шумопонижение в каждой полосе осуществляется следующим образом. Сигнал с выхода соответствующего полосового фильтра подается на регулятор R_2 , позволяющий выровнять усиление в данном диапазоне по отношению к другим поддиапазнам (например, скомпенсировать различные затухания полосовых фильтров), и далее через резисторы R_4 и R_5 подается на входы 1 и 2 дифференциального усилителя $ДУ$. Если напряжения на обоих входах усилителя одинаковы, то на его выходе сигнал будет отсутствовать. Регулируя уровень сигнала на входе 2, можно изменять коэффициент передачи в данном частотном поддиапазоне. Эта регулировка осуществляется путем переменного шунтирования входа 2 регулируемым звеном $РЗ$, которое представляет собой полевой транзистор, включенный по схеме управляемого резистора. Смещение на затвор транзистора подается от блока управления $БУ$, включающего в себя усилитель переменного напряжения, детектор, сглаживающий фильтр и усилитель постоянного тока. Регулятор R_2 на входе блока управления позволяет подобрать оптимальный порог шумоподавления в данной полосе. При отсутствии полезного сигнала полевой транзистор заперт, т. е. регулируемое звено не оказывает шунтирующего действия. С помощью регулятора R_6 в этом состоянии устанавливается требуемая глубина шумоподавления (начальное шунтирование). По мере увеличения входного сигнала регулируемое звено начинает шунтировать вход 2, противофазная составляющая в дифференциальном усилителе уменьшается и его коэффициент передачи возрастает. Данная схема позволяет получить большой диапазон регулировки при незначительных нелинейных искажениях и малом уровне собственных шумов.

В отличие от предыдущего устройства здесь очень важна тщательная настройка полосовых фильтров. Для снижения суммарной неравномерности частотной характеристики всего устройства необходимо получить минимальную неравномерность в полосе прозрач-

ности каждого из фильтров и определенный ход характеристики на граничных частотах, чтобы общая характеристика фильтров была также линейной.

Деление частотного диапазона на несколько каналов позволяет значительно снизить уровень шума при минимальном подавлении полезных составляющих сигнала. Тем не менее главная проблема при использовании подобных устройств заключается в оптимальном подборе порога срабатывания в отдельных полосах. Дело в том,

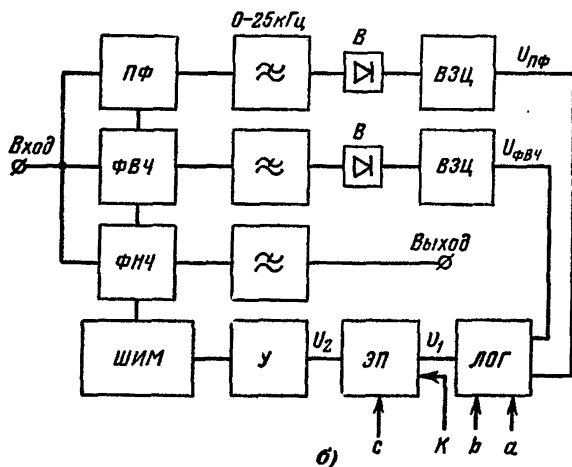
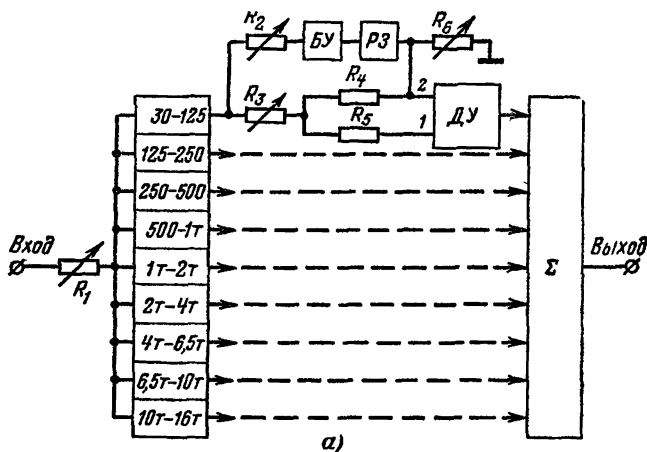


Рис. 10. Структурные схемы полосовых шумоподавителей.

а — девятиполосный шумоподаватель А. Богатырева и В. Медведева; б — шумоподаватель с перестраиваемой полосой.

что отличить полезный сигнал от шума лишь по различию в амплитудах (в данной полосе) не всегда представляется возможным. Кроме того, сама амплитуда (сигнала или шума) не является достаточно подходящим параметром для оптимальной регулировки полосы пропускания. Например, сигналы с высоким уровнем на нижних и средних частотах, но с бедным спектром могут иметь высокочастотные гармоники, превышающие по уровню шумовые компоненты в данной высокочастотной области, но в то же время их уровень недостаточен для маскировки шумов. При этом основные тоны также не маскируют высокочастотные шумы из-за большого различия в спектрах. В этом случае целесообразно осуществлять шумоподавление на верхних частотах, т. е. подавить шумовые компоненты вместе с гармониками; звучание при этом не будет сколько-нибудь обеднено. С другой стороны, при прохождении сигналов малого уровня, но с богатым спектром, ограничение полосы может оказаться нецелесообразным даже если высокочастотные гармоники по уровню несколько ниже составляющих шума в данной полосе, так как в данном случае эти гармоники имеют большую информационную ценность, чем в предыдущем примере, и достаточно хорошо различаются на слух даже в условиях равногромких шумов. Рассмотренные выше шумоподавители не могут в подобных случаях осуществлять регулировку, оптимальную с точки зрения слухового восприятия. Поэтому в последнее время уделяется большое внимание разработке устройств, в которых используются не амплитудные различия сигнала и шума, а иные критерии регулировки, например соотношение мощностей сигнала в различных частотных полосах. Подобный принцип использовал F. H. Ives [14] в шумоподавители, структурная схема которого приведена на рис. 10, б.

Главными элементами устройства являются автоматически перестраиваемые фильтры: полосовой фильтр $ПФ$, фильтр верхних частот $ФВЧ$ и фильтр нижних частот $ФНЧ$. Граничные частоты фильтров совпадают и изменяются одновременно. Первые два фильтра используются в канале формирования управляющего напряжения, третий фильтр является основным; через него поступает сигнал на выход схемы. Шумоподавление осуществляется вследствие изменения полосы пропускания от 200 Гц (в отсутствие полезного сигнала) до 20 кГц.

Управляемые фильтры имеют одну особенность — все преобразование производится с сигналом, подвергшимся широтно-импульсной модуляции, регулировка производится с помощью управляемого модулятора ШИМ. Для подавления высокочастотных составляющих, появляющихся при модуляции, служат дополнительные фильтры нижних частот с полосой пропускания 0—25 кГц. В канале управления включены выпрямители B , времязадающие цепочки $BЗЦ$ (время срабатывания около 10 мс, время восстановления от 20 до 75 мс) и функциональные преобразователи: логарифматор $ЛОГ$ и экспоненциальный преобразователь $ЭП$, осуществляющие вначале логарифмическое, а затем обратное (экспоненциальное) преобразование управляющего сигнала. Времязадающие цепи $BЗЦ$ усредняют выпрямленный сигнал с выходов полосового фильтра $ПФ$ и фильтра верхних частот $ФВЧ$, поэтому напряжения $U_{ПФ}$ и $U_{ФВЧ}$ на выходах цепей пропорциональны мощности сигнала в соответствующей полосе. На выходе логарифматора $ЛОГ$ образуется на-

пряжение, пропорциональное логарифму отношения мощностей $U_1 = \lg \frac{U_{\Phi ВЧ} + a}{U_{ПФ} + b}$, а на выходе экспоненциального преобразователя

напряжение $U_2 = K \frac{U_{\Phi ВЧ} + a}{U_{ПФ} + b} + c$. Величины a , b , c и K являются

постоянными коэффициентами, которым соответствуют определенные пороговые напряжения, вводимые в функциональные преобразователи. Выбором этих коэффициентов можно изменить характеристики регулирования.

Сигнал с напряжением U_2 , проходя через усилитель-ограничитель $У$, поступает на модулятор ШИМ. Образуется замкнутая следящая система, изменяющая граничные частоты фильтров таким образом, чтобы энергия сигнала в полосовом канале превышала энергию высокочастотных составляющих сигнала и шума в канале верхних частот в определенное число раз. Экспериментальным путем было найдено, что оптимальное соотношение составляет от 3 до 6. Важно, что работа устройства не зависит от уровня сигнала (этому способствуют функциональные преобразователи в канале управления), а основана на кратковременном текущем анализе сигнала и сравнении спектров сигнала и помехи.

Аналогичное устройство шумоподавления предложил Р. Orban [15]. Оно использует в качестве критерия регулирования так называемый «коррелятивный коэффициент маскирования», получаемый также путем спектрального анализа сигнала. В этом устройстве выделяются сигналы в зависимости от характера звучания: например сигналы ударных инструментов (цимбалы и т. п.), хорошо маскирующие шумы и не требующие ограничения полосы, и сигналы с хорошо выраженной гармонической структурой, обладающие меньшим маскирующим действием. В соответствии с этим анализом производится регулировка полосовых фильтров и изменяется глубина шумоподавления в каждой полосе.

КОМПАНДЕРНЫЕ УСТРОЙСТВА

Компандерные устройства являются наиболее известными и в то же время наиболее эффективными шумоподавителями. В последнее время в этой области появились новые интересные решения. Для улучшения понимания особенностей новейших систем вначале ознакомимся с принципом работы обычных («классических») компандерных устройств и проанализируем влияние их параметров на эффективность работы.

Схематически работа компандерного устройства показана на рис. 11. Сжиматель (компрессор) динамического диапазона C , установленный в начале тракта, преобразует сигнал таким образом, что полезные сигналы с минимальным уровнем — 60 дБ, которые при обычной передаче полностью перекрывались бы помехами канала (на рисунке — 40 дБ), в результате сжатия превышают уровень помех (на рисунке на 10 дБ); таким образом, увеличивается помехозащищенность сигнала во время передачи.

Для восстановления исходного динамического диапазона и первоначального закона изменения уровней на выходе канала с поме-

хами включен расширитель (экспандер) P , действие которого обратное действию сжимателя, включенного в начале тракта.

Для сжатия и расширения динамического диапазона сигнала в компандерных устройствах используются авторегуляторы как инерционного типа, так и безынерционные (мгновенного действия), причем последние обычно проще в использовании. Для преобразователей мгновенного действия пригодны потенциометрические схемы с включением нелинейных элементов (рис. 12), в качестве которых

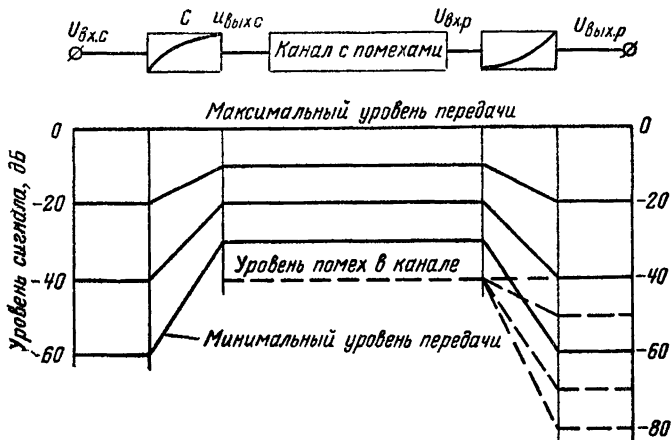


Рис. 11. Диаграммы уровней компандерного устройства.

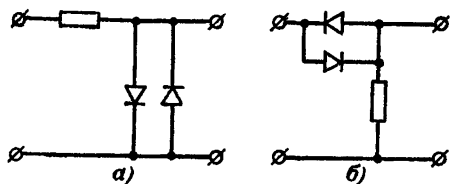


Рис. 12. Упрощенная схема компандерного устройства мгновенного действия.

a — сжиматель; $б$ — расширитель.

могут быть использованы диоды, варисторы и т. п. В этом случае при преобразовании сигнала возникают нелинейные искажения, однако при надлежащем подборе характеристик каждого из нелинейных элементов результирующая амплитудная характеристика будет линейной, т. е. произойдет взаимная компенсация искажений. Однако для высококачественной передачи музыки выполнить это требование довольно сложно. Кроме того, даже если характеристики нелинейных преобразователей идеально взаимообратимы, но канал передачи имеет амплитудно-частотные и фазо-частотные искажения, то полной взаимной компенсации нелинейных искажений не получится. По этим причинам компандерные устройства мгновенного действия применяются лишь при передаче речи в специальных си-

стемах связи, где нелинейные искажения не играют такого большого значения, как при художественной передаче речи и музыки.

Рассмотрим теперь, какие требования должны предъявляться к сжимателю и расширителю, входящим в инерционное компандерное устройство. Во-первых, их статические амплитудные характеристики должны быть взаимно согласованы, так чтобы выходной уровень всегда соответствовал входному.

Пусть $U_{вх.с}$ — напряжение на входе сжимателя; $U_{вых.с}$ — напряжение на выходе сжимателя; $U_{вх.р}$ — напряжение на входе расширителя; $U_{вых.р}$ — напряжение на выходе расширителя, причем $U_{вых.р} = K_1 U_{вых.с}$, где K_1 — коэффициент передачи тракта между сжимателем и расширителем.

Пусть далее $U_{вых.с} = f_1(U_{вх.с})$ и $U_{вых.р} = f_2(U_{вх.р}) = f_2(K_1 U_{вых.с}) = f_2[K_1 f_1(U_{вх.с})]$, причем f_1 и f_2 — функции преобразования сигнала сжимателем и расширителем, взаимосвязь которых нам необходимо определить.

Поскольку требуется восстановить первоначальный закон, то справедливо следующее соотношение:

$$U_{вых.р} = f_2[K_1 f_1(U_{вх.с})] = K_2 U_{вх.с}, \quad (1)$$

т. е. выходной уровень системы должен соответствовать входному с точностью до постоянного множителя K_2 . Частными решениями этого уравнения могут быть следующие выражения:

$$f_1(U_{вх.с}) = U_{вх.с}^{\gamma_1}; \quad (2)$$

$$f_2(U) = U^{\gamma_2}. \quad (3)$$

В сравнении с другими возможными видами преобразования сигнала подобная «степенная» регулировка обладает одним преимуществом. Если построить амплитудную характеристику сжимателя или расширителя и при этом откладывать по осям координат не значения напряжений, а значения уровней (т. е. логарифмические величины), то эти характеристики будут иметь вид прямых линий, а отношение приращений сигналов на выходе и входе $\Delta N_{вых}/\Delta N_{вх}$ будет постоянным для любого участка амплитудной характеристики (в пределах диапазона регулировки), равным показателю степени преобразования γ . Этот параметр называется также коэффициентом преобразования динамического диапазона, так как он показывает, во сколько раз изменяется динамический диапазон сигнала на выходе по отношению к входному диапазону. Применительно к конкретным устройствам — сжимателю или расширителю — этот параметр носит соответственно названия «коэффициент сжатия» и «коэффициент расширения». Для любого иного вида регулировки (не «степенного») коэффициент преобразования динамического диапазона для разных участков амплитудной характеристики имеет различное значение.

Для выявления интересующей нас связи f_1 и f_2 подставим выражения (2) и (3) в (1); после преобразования получим:

$$K_1^{\gamma_2} U_{вх.с}^{\gamma_1 \gamma_2} = K_2 U_{вх.с}. \quad (4)$$

Таким образом, для того чтобы сигналы на входе и выходе компандерной системы соответствовали друг другу с точностью до

постоянного множителя, необходимо выполнить следующее условие:

$$\gamma_1 \gamma_2 = 1 \text{ или } 1/\gamma_1 = \gamma_2.$$

В профессиональных компандерных устройствах, которые используются для передачи программ радиовещания по каналам дальней связи, обычно применяются сжиматели с коэффициентом сжатия $\gamma_c = 1/2$ и расширители с коэффициентом расширения $\gamma_p = 2$.

Можно применять авторегуляторы с нелинейными амплитудными характеристиками в логарифмическом масштабе, а также пре-

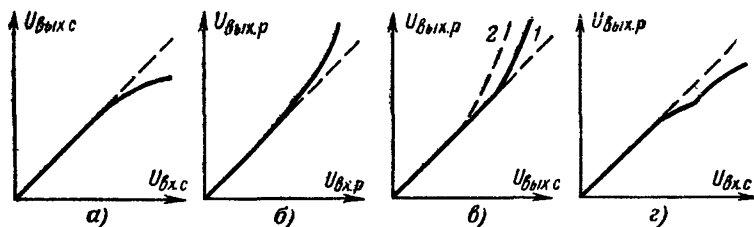


Рис. 13. Амплитудные характеристики компандерных устройств с нелинейным преобразованием динамического диапазона.

а — характеристика сжимателя; б — расширителя; в — расширителя при изменении коэффициента передачи канала; г — результирующая характеристика компандерного устройства.

образовывать только определенную часть динамического диапазона сигнала, например его верхний участок, как это показано на амплитудных характеристиках сжимателя и расширителя на рис. 13, а, б. При этом значительно усложняются условия точного согласования характеристик и получения обратного преобразования. Например, если в канале передачи между сжимателем и расширителем по каким-либо причинам изменится коэффициент передачи, то результирующая амплитудная характеристика уже не будет прямолинейной, какой она была при точной настройке компандерного устройства. На рис. 13, в, г показан случай, когда в результате уменьшения усиления в промежуточном канале момент начала расширения (кривая 1 на рис. 13, в) наступает позже, чем это необходимо (кривая 2), а крутизна расширения при больших уровнях не соответствует крутизне при сжатии. Это приводит к искажению динамического диапазона передачи (рис. 13, г).

В случае применения компандерного устройства со степенным преобразованием диапазона при подобном рассогласовании изменится лишь общий коэффициент передачи системы, но динамический диапазон останется без изменения, что вытекает из соотношений (1) — (4).

Помимо точного согласования статических амплитудных характеристик сжимателя и расширителя, обеспечивающего неискаженную передачу при медленных изменениях сигнала, необходимо также согласовывать их временные характеристики для того, чтобы все переходные процессы протекали одновременно.

На рис. 14 схематично показана реакция сжимателя и расширителя на скачкообразные изменения уровня; для того чтобы сигнал на выходе системы в точности повторял исходный, необходимо,

чтобы постоянные времени установления и восстановления удовлетворяли определенным условиям.

Рассмотрим компандерное устройство, состоящее из сжимателя с обратной регулировкой и расширителя с прямой регулировкой (рис. 15). При степенной регулировке зависимость коэффициента

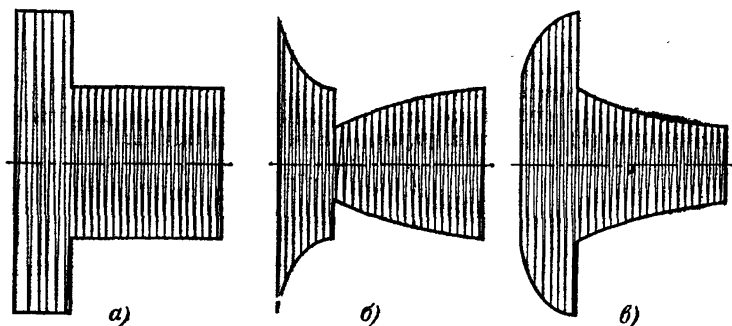


Рис. 14. Переходные процессы в компандерном устройстве.

a — испытательный сигнал; *b* — переходный процесс в сжимателе; *в* — переходный процесс в расширителе.

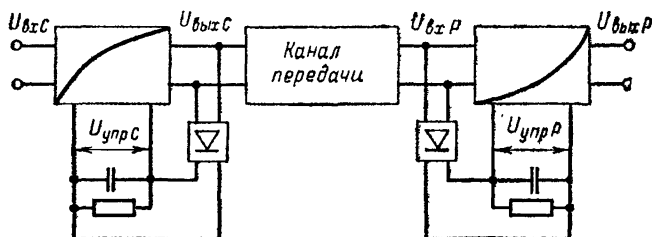


Рис. 15. Схема соединения элементов компандерного устройства.

передачи от входного напряжения управляющего канала должна быть следующей:

$$\text{для сжимателя } K_c = \frac{U_{\text{вых.с}}}{U_{\text{вх.с}}} = \frac{U_{\text{вых.с}}}{U_{\text{вх.с}}^{1/\gamma_c}} = U_{\text{вых.с}}^{\frac{\gamma_c-1}{\gamma_c}}$$

$$\text{для расширителя } K_p = \frac{U_{\text{вых.р}}}{U_{\text{вх.р}}} = \frac{U_{\text{вх.р}}^{\gamma_p}}{U_{\text{вх.р}}} = U_{\text{вх.р}}^{\gamma_p-1}.$$

Коэффициент передачи всей компандерной системы

$$K = K_c K_p = U_{\text{вых.с}}^{\frac{\gamma_c-1}{\gamma_c}} U_{\text{вх.р}}^{\gamma_p-1}.$$

Учитывая, что $\gamma_c \gamma_p = 1$, получаем:

$$K = \left(\frac{U_{\text{вх.р}}}{U_{\text{вых.с}}} \right)^{\gamma_p - 1}. \quad (5)$$

Данное выражение показывает, что при отсутствии частотных и фазовых искажений в канале коэффициент передачи компандерного устройства в установившемся режиме будет неизменным, поскольку $U_{\text{вх.р}} \propto U_{\text{вых.с}}$.

Для того чтобы выявить, при каких условиях эта величина будет оставаться постоянной при переходных процессах, необходимо в формуле (5) перейти к управляющим напряжениям:

$$K = \left(\frac{U_{\text{упр.с}}}{U_{\text{упр.р}}} \right)^{\gamma_p - 1}. \quad (6)$$

Эта замена справедлива лишь в случае, если в каналах управления авторегуляторов до фильтрующих цепей не происходит нелинейное преобразование управляющего напряжения, а также если применены квазилинейные детекторы. В этом случае при стационарном режиме управляющее напряжение расширителя будет изменяться пропорционально напряжению на его входе, а управляющее напряжение сжимателя — пропорционально его выходному напряжению. При переходных процессах управляющие напряжения изменяются по экспоненциальному закону в соответствии с временными параметрами отдельных устройств. Отсюда следует, что если постоянные времени установления и восстановления равны соответственно друг другу ($t_{\text{уст.с}} = t_{\text{уст.р}}$; $t_{\text{восст.с}} = t_{\text{восст.р}}$), то согласно выражению (6) коэффициент передачи всего устройства при переходных процессах будет оставаться неизменным.

Если в управляющих цепях отдельных устройств применяется нелинейное преобразование управляющего сигнала (необходимое для обеспечения требуемых статических амплитудных характеристик), то подобное равенство постоянных времени в общем случае обеспечивает лишь одновременность завершения переходных процессов, но не гарантирует абсолютно точную передачу фронтов нарастания и спада сигнала (если не будут соблюдены дополнительные условия). Подробное рассмотрение данного вопроса не является задачей этой книги. Искажения подобного рода, называемые динамическими, могут возникать и в том случае, если канал между сжимателем и расширителем будет иметь непрямолинейные частотную и фазовую характеристики, приводящие к искажениям формы сигнала и нарушению требуемой закономерности регулирования в сжимателе и расширителе при переходных процессах. Возвращаясь к ранее рассмотренному случаю рассогласования статических амплитудных характеристик сжимателя и расширителя при нелинейной их форме (рис. 13, г) следует отметить, что помимо нежелательного смещения уровней на выходе системы будут также появляться искажения фронтов звуковых сигналов.

При выборе постоянных времени установления и восстановления сжимателя (а, следовательно, и расширителя) следует учитывать, что чем меньше время восстановления, тем лучше обеспечивается помехозащищенность слабых звуков, следующих непосредственно после сильных, поскольку в этом случае сжиматель «успе-

вает» восстановить прежний коэффициент усиления, пониженный при прохождении сильных сигналов; в результате слабые сигналы на выходе сжимателя будут иметь более высокий уровень. Выясним подробнее оптимальное значение времени восстановления, при котором достигается максимальная помехозащищенность реального вещательного сигнала. В первом приближении можно считать, что скорость спада уровня сигнала ограничивается временем реверберации помещения, из которого ведется передача, т. е. процесс на входе сжимателя описывается следующим выражением:

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{вх0}} e^{-t/\tau}.$$

Постоянную времени реверберации τ можно принять равной около 70 мс, что соответствует времени стандартной реверберации 0,5 с (за это время уровень сигнала в помещении после выключения источника звука уменьшается на 60 дБ). Если скорость разряда конденсатора в цепи управления меньше, чем скорость спада сигнала, то цепь управления как бы «отключается» от источника управляющего сигнала, поскольку диоды в цепи управления оказываются запертыми. Разряд конденсатора будет происходить по экспоненциальному закону:

$$U_{\text{упр}} = U_{\text{упр0}} e^{-t/\tau_{\text{восст}}}.$$

При этом коэффициент передачи сжимателя при обратной регулировке изменяется по закону

$$K_c = U_{\text{вх}} \frac{\gamma_c - 1}{\gamma_c} = U_{\text{упр0}} \frac{\gamma_c - 1}{\gamma_c} e^{-t/\tau_{\text{восст}}} \left(\frac{\gamma_c - 1}{\gamma_c} \right), \quad (7)$$

а процесс затухания на выходе сжимателя описывается выражением

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}} &= K_c U_{\text{вх}} = U_{\text{вх0}} e^{-\frac{t}{\tau}} U_{\text{упр0}} \frac{\gamma_c - 1}{\gamma_c} e^{-\frac{t}{\tau_{\text{восст}}}} \frac{\gamma_c - 1}{\gamma_c} = \\ &= U_{\text{вх0}} U_{\text{упр0}} \frac{\gamma_c - 1}{\gamma_c} e^{-t \left(\frac{1}{\tau} + \frac{\gamma_c - 1}{\tau_{\text{восст}} \gamma_c} \right)}. \end{aligned} \quad (8)$$

Если же конденсатор фильтра разряжается быстрее, чем спадает сигнал, то процесс на выходе сжимателя подчиняется закону, существующему для установившихся значений:

$$U_{\text{вых}} \propto U_{\text{вх}}^{\gamma_c} = U_{\text{вх0}}^{\gamma_c} e^{-\frac{t}{\tau} \gamma_c}. \quad (9)$$

Для определения наибольшего значения постоянной времени восстановления $\tau_{\text{восст}}$, при котором возможен такой режим, следует приравнять коэффициенты при t в выражениях (8) и (9) и решить полученное уравнение относительно $\tau_{\text{восст}}$:

$$\frac{\gamma_c}{\tau} = \frac{1}{\tau} + \frac{\gamma_c - 1}{\tau_{\text{восст}} \gamma_c}.$$

отсюда

$$\tau_{\text{восст}} = \tau \frac{1}{\gamma_c}.$$

При такой величине постоянной времени восстановления достигается наилучшая помехозащищенность тракта, определяемая по статистическим характеристикам компандерного устройства (рис. 11). Так, при $\tau = 70$ мс (время стандартной реверберации 0,5 с) и $\gamma_c = 1/2$ оптимальное значение $\tau_{\text{восст}}$ составляет 140 мс; уменьшение постоянной времени не дает увеличения помехозащищенности, но может увеличить нелинейные искажения, возникающие вследствие пульсаций управляющего напряжения.

Вернемся еще раз к диаграмме уровней компандерного устройства (рис. 11). Очевидно, что увеличение отношения сигнал/шум осуществляется лишь за счет сжимателя, причем эффективность шумоподавления зависит от коэффициента преобразования динамического диапазона γ_c и, как уже отмечалось, от величины времени восстановления сжимателя. Расширитель этого отношения не изменяет, поскольку он в каждый данный момент времени передает с одинаковым усилением как полезный сигнал, так и помеху канала (уровни помех на выходе экспандера, соответствующие различной величине передаваемого сигнала, отмечены на рисунке пунктирными линиями).

Увеличение помехозащищенности сигнала зависит от уровня самого сигнала. Как видно из рисунка, при передаче максимального уровня соотношение сигнал/помеха не изменяется, наибольший выигрыш имеет место при минимальных уровнях полезного сигнала, однако большие уровни сами по себе хорошо маскируют помехи; важнее обеспечить помехозащищенность сигналов малых уровней.

Оценивая эффективность компандерных устройств на реальных программах, пользуются некоторой средней величиной, характеризующей увеличение помехозащищенности, рассчитанной исходя из статистики распределения уровней реальных программ. Так, для типового вещательного компандерного устройства, имеющего, как уже упоминалось, $\gamma_c = 1/2$, $\gamma_p = 2$ (преобразуемый диапазон $D = 40$ дБ), принято, что подавление помех во время передачи в среднем составляет 10—13 дБ.

Как видно из рис. 11, при отсутствии полезного сигнала помехи на выходе устройства имеют минимальную величину, так как при этом расширитель обладает наименьшим коэффициентом передачи. При степенной регулировке в расширителе соотношение сигнал/помеха на выходе компандерного устройства равно $D_{\text{ш}} \gamma_p$ дБ, где $D_{\text{ш}}$ — динамический диапазон канала передачи, а уменьшение уровня помех в паузе рассчитывается по формуле, дБ

$$\Delta N_{\text{ш}} = D_{\text{ш}} (\gamma_p - 1).$$

Еще большего снижения уровня помех в паузах можно достичь, если амплитудная характеристика расширителя в области уровней, лежащих ниже нижней границы передаваемого динамического диапазона, будет отклоняться от прямолинейной в сторону меньшего усиления слабых сигналов (помех), вплоть до их полного замирания. Полезна также аналогичная деформация амплитудной харак-

теристики сжимателя (т. е. введение порогового шумоподавления) для устранения в паузе помех, вносимых предыдущими участками тракта.

Однако в любом случае следует помнить, что помехозащищенность тракта с компандерным устройством не может быть полностью оценена по результатам измерения относительного уровня помех в паузе передачи; для этого необходимы другие, более сложные измерения. Проведенный анализ справедлив лишь для работы в условиях самого обширного класса помех — так называемых аддитивных помех, которые в линейных системах (а инерционный компандер может считаться линейной системой) могут рассматриваться независимо от наличия и уровня полезного сигнала. При так называемых мультипликативных помехах (например, модуляционный шум магнитной ленты) рассмотрение должно проводиться иначе, но этот вопрос здесь не затрагивается.

Рассмотренные так называемые «классические» компандерные устройства широко применяются в каналах дальней связи. Их применению в системах звукозаписи до последнего времени препятствовали следующие недостатки:

наличие погрешностей восстановления исходного сигнала в динамическом режиме, обусловленные расхождением амплитудных и временных характеристик сжимателя и расширителя, частотными и фазовыми искажениями, а также нестабильностью коэффициента передачи канала между сжимателем и расширителем;

возникновение нелинейных искажений при непрерывной регулировке сигнала, в особенности на больших уровнях;

отсутствие оценки частотного спектра в процессе регулировки, вследствие чего при большой разнице в спектрах сигнала и помехи изменение уровня шумов в такт с изменением сигнала оказывает более неприятное на слух действие, чем наличие шума с постоянным, более высоким уровнем.

Для исключения первого недостатка были предложены устройства с регулировкой расширителя не от сигнала поступающей программы (как в схеме на рис. 15), а с помощью вспомогательного сигнала (пилот-тона), модулируемого в канале управления сжимателя в соответствии с величиной текущего сжатия и передаваемого далее вместе с сигналом программы по специальному каналу. Эти системы [16] достаточно сложны и пока не получили широкого распространения.

Второй недостаток в настоящее время принципиально легко исключить, используя новые типы управляемых звеньев с малыми нелинейными искажениями. В качестве примера можно привести применявшийся в профессиональной звукозаписи шумоподавитель *Nois-Ex* [17], в цепях регулировки которого применены термисторы. Однако в этом устройстве не устранены первый и третий недостатки.

Другим примером может служить шумоподавитель, предложенный лабораторией «*Bugwep*» (США) [18], структурная схема которого приведена на рис. 16, а. Входной сигнал, прежде чем поступить на вход магнитофона, проходит через три последовательно включенных блока обработки сигнала: корректор записи *KЗ*, сжиматель *С* и ограничитель *О*. Управление сжимателем *С* происходит с выхода ограничителя *О* (обратная регулировка). Сигнал с выхода магнитофона поступает на расширитель *Р* и далее на корректор воспроизведения *КВ*. В этих блоках производится обратное

преобразование сигнала; управление расширителем осуществляется сигналом с его входа (прямая регулировка). Усилители U_1 — U_3 являются вспомогательными и служат для дополнительного усиления сигнала и согласования входных и выходных сопротивлений различных блоков системы.

На рис. 16, б приведены амплитудные характеристики сжимателя C , работающего при записи (при воспроизведении характеристики расширителя P соответственно имеют обратный характер).

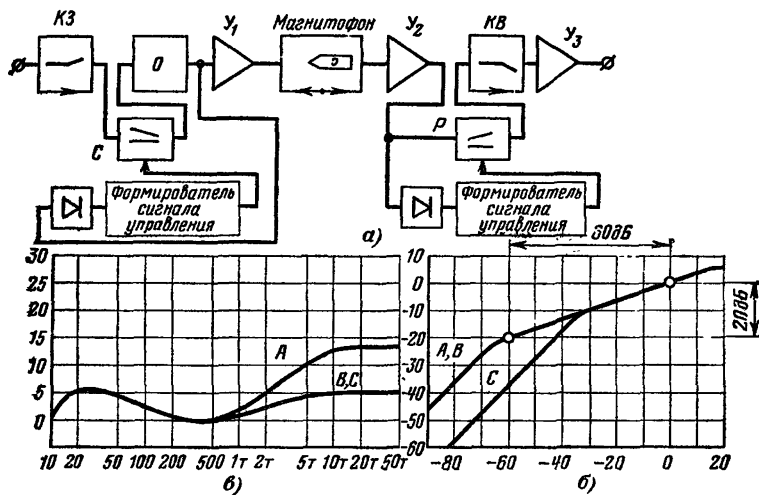


Рис. 16. Компандерное устройство лаборатории «R. Burwen» (США).

а — структурная схема; б — характеристики сжатия при записи; в — предсказания при записи.

При разработке системы ставилась задача получения прецизионных амплитудных и временных характеристик, хорошо повторяющихся у различных устройств, так чтобы динамические искажения при преобразовании сигнала были минимальными. Как видно из рис. 16, б, коэффициент сжатия имеет постоянную величину, равную $1/3$ в широком диапазоне уровней (60 дБ преобразуются в 20 дБ), что уменьшает динамические погрешности при отклонении коэффициента передачи магнитофона от номинального значения.

Устройство имеет три режима работы, условно названных А, В, С, что соответствует скоростям движения ленты в магнитофоне 38,1; 19,05 и 9,53 (4,76) см/с. В режиме С используется сжатие в меньшем диапазоне входных уровней (около 40 дБ). Данный режим рекомендуется при изготовлении фонограмм на скорости 9,53 или 4,76 см/с, поступающих в продажу населению. Если при этом использовать сжатие в диапазоне 60 дБ, то при воспроизведении применение расширителя совершенно необходимо, иначе в паузах сильно увеличивается уровень шумов (шумы исходной фонограммы возрастают на величину сжатия, равную $60 - 20 = 40$ дБ). При сжа-

тии по характеристике *C* это увеличение шума значительно меньше, что позволяет воспроизводить такие фонограммы на обычных магнитофонах. Конечно, эти фонограммы не могут считаться полностью совместимыми с обычными фонограммами, но разработчики системы считают, что «сжатые» записи при прослушивании имеют достаточно хорошее качество звучания. Если же владелец магнитофона применяет расширитель (в виде дополнительного блока или в составе магнитофона), то в этом случае получается полный эффект шумоподавления с восстановлением динамического диапазона, т. е. реализуются все преимущества этого способа записи.

С целью улучшения шумоподавления помимо компандирования в данном устройстве применяется специальная частотная коррекция сигнала (дополнительно к обычной коррекции в усилителях записи и воспроизведения магнитофона). Характеристики предвыскажений, реализуемые в корректоре записи *KЗ*, показаны на рис. 16, в. Обратная коррекция осуществляется в корректоре воспроизведения *KB*, характеристики которого имеют обратную зависимость. Предвыскажения на нижних частотах одинаковы для всех режимов работы; максимальный подъем составляет 5,5 дБ. На высоких частотах коррекция зависит от скорости ленты: для скорости 38,1 см/с подъем достигает 13 дБ (характеристика *A*), для меньших скоростей — около 5 дБ (характеристики *B* и *C*). Меньшая глубина коррекции в последнем случае выбрана с целью уменьшения возможности перемодуляции ленты на высоких частотах, поскольку при скоростях 9,53 см/с и в особенности 4,76 см/с основная коррекция усилителей записи более глубокая, чем при скорости 38,1 см/с.

Многие специалисты магнитной записи считают, что подобная добавочная коррекция нецелесообразна вследствие перемодуляции ленты и может быть полезной лишь в случае применения новых лент, имеющих большую модуляционную (перегрузочную) способность на высоких частотах по сравнению с типовыми магнитными лентами, для которых были ранее стандартизованы ныне действующие нормированные частотные характеристики канала воспроизведения.

В принципе можно избежать перемодуляций, вызванных дополнительной коррекцией, если индикатор уровня, с помощью которого осуществляется регулировка уровня записи, включить не на выход усилителя воспроизведения сквозного канала (как это принято в профессиональной звукозаписи), а на выход усилителя записи (как в бытовых магнитофонах), но в этом случае контрольная цепь должна иметь специальную частотную характеристику, учитывающую вводимую коррекцию и модуляционную способность ленты на высоких частотах. Однако этот способ все же не получил распространения. Во-первых, контроль уровня записи на выходе усилителя воспроизведения более точно отражает действительную намагнитченность ленты (независимо от типа ленты, режима подмагничивания и т. п.), во-вторых, избегая перемодуляции на верхних частотах, оператор неизбежно будет занижать общий уровень записи (т. е. и в те моменты, когда в спектре сигнала преобладают нижние и средние частоты) и помехозащищенность такой записи снизится. Значительно лучшие результаты могут быть получены, если защиту от перемодуляции поручить быстродействующему автоматическому устройству. Именно этот способ применен в рассматриваемом устройстве. Оно содержит в тракте записи специальный ограничитель *O* (рис 16, а), порог срабатывания которого зависит от частоты;

на нижних и средних частотах порог лежит на 2 дБ ниже уровня, максимально допустимого для ленты, а на высоких частотах плавно снижается. Максимальное снижение (для частоты 20 кГц) составляет 5 дБ для скорости 38,1 см/с, 14 дБ для скорости 19,05 см/с и 20 дБ для скоростей 9,53 и 4,76 см/с.

Как утверждают авторы, данное устройство позволяет при скорости 38,1 см/с получить отношение сигнал/шум 110 дБ (102 дБ при скорости 19,05 см/с).

ШУМОПОДАВИТЕЛЬ ДОЛБИ

Шумоподаватель Долби (названный по имени его автора — американского инженера Р. М. Долби) основан также на принципе компандирования сигнала, но в нем этот принцип получил даль-

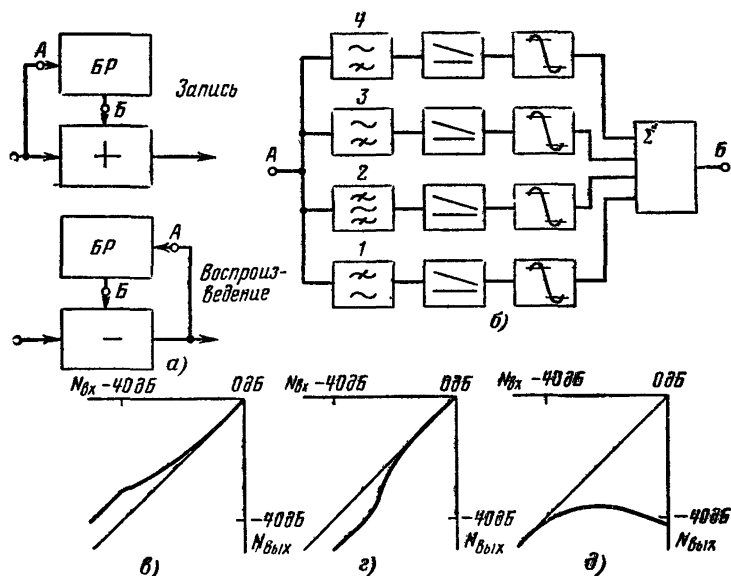


Рис. 17. Шумоподаватель Долби-А.

а — структурная схема; б — структурная схема блока регулировки; в — характеристика сжимателя; г — характеристика расширителя; д — характеристика блока регулировки.

нейшее развитие; широкому распространению шумоподавателя Долби способствовали усовершенствования, позволившие преодолеть недостатки обычных компандеров.

Известны две разновидности шумоподавателей: Долби-А, предназначенный для профессионального использования [19], и Долби-Б — упрощенное устройство для бытовых аппаратов [20, 21]. Принцип работы шумоподавателя Долби-А поясняется на рис. 17, а, б. При записи путем суммирования сигнала прямого ка-

нала с сигналом, проходящим через блок регулировки *БР*, формируется характеристика, показанная на рис. 17, в. Блок регулировки *БР* представляет собой сжиматель с большим диапазоном регулирования; его амплитудная характеристика изображена на рис. 17, д. Благодаря такой характеристике регулируемая составляющая оказывает влияние на суммарный сигнал лишь при малых входных уровнях; это практически означает, что регулировке подвергаются сигналы на нижнем участке динамического диапазона, что благоприятно сказывается на снижении нелинейных искажений. Подъем сигналов с низким уровнем составляет 10 дБ — именно на эту величину улучшается отношение сигнал/шум.

В режиме воспроизведения сигнал с выхода блока регулировки суммируется в противофазе с сигналом основного канала, поэтому характеристика приобретает вид, показанный на рис. 17, г. Уменьшение коэффициента передачи на малых уровнях компенсирует соответствующий подъем при записи, поэтому результирующая характеристика получается прямолинейной.

Особенностью блока регулировки (рис. 17, б) является наличие четырех отдельных каналов с разделительными фильтрами на входе (полосы пропускания фильтров 30—80 Гц, 80—3000 Гц, 3000—20 000 Гц, 9000—20 000 Гц). В каждом канале работают четыре практически независимых шумоподавителя, что значительно увеличивает эффективность всего устройства. Если на вход устройства поступает сигнал с достаточно высоким уровнем и спектром, сосредоточенным в пределах какой-либо одной полосы, то и в остальных трех каналах будет осуществляться полное шумоподавление. В обычном же комбинированном устройстве в этом случае подавления шума практически не происходит.

Помимо различных видов аддитивных помех (фон от устройства питания, рокот от вибрации проигрывателя, щелчки, высокочастотные помехи с грампластинки или магнитной ленты) весьма эффективно подавляются модуляционные шумы, представляющие собой одну из наиболее сложных проблем в профессиональной звукозаписи, а также шумы от копирэффекта. При разработке шумоподавителя учитывались психофизиологические закономерности слухового восприятия сложных звуков. Например, высокочастотный или модуляционный шум ленты достаточно хорошо прослушивается на фоне низкочастотного сигнала (контрабас, удар в литавры и т. п.), но довольно сильно маскируется сигналами скрипки, тарелок и других инструментов с широким спектром. Именно с учетом этого обстоятельства было принято соответствующее деление звукового диапазона частот на полосы, число которых выбрано исходя из приемлемой стоимости и достаточной эффективности работы устройства.

Качество профессиональной звукозаписи в настоящее время достигло высокого уровня, однако усложнение технологии записи (многоканальная запись, сложный монтаж, запись с наложением и т. д.) привело к необходимости многократной перезаписи материала, при которой дефекты записи (шумы, нелинейные искажения) становятся уже заметными. Приведенные на рис. 18 графики иллюстрируют улучшение отношения сигнал/шум при производстве копий фонограмм с шумоподавителем Долби. За 0 дБ условно принят уровень шумов первичной фонограммы, записанной и воспроизведенной без шумоподавителя. Возрастание уровня шумов на копиях при этом характеризуется семейством точек *a*. График *б*

получен при копировании обычной первичной фонограммы с помощью устройства Долби, а график *в* — при использовании шумоподавителя как при записи первичной фонограммы, так и при копировании. Из рисунка видно, что в последнем случае десятая копия по шумам практически равноценна обычной первичной фонограмме. С шумоподавителем Долби можно производить записи при уменьшенной величине максимальной намагниченности ленты,

что позволяет существенно снизить нелинейные искажения при некотором уменьшении выигрыша по помехозащищенности.

Основная модель (А-301) шумоподавителя Долби-А имеет два канала, предназначенных для стереофонической записи или воспроизведения; при монофонической записи второй канал можно использовать для расширения сигнала, воспроизводимого с ленты для контроля качества записи. Устройство довольно сложное, в нем применено около 270 полупроводниковых приборов.

Более поздняя модель А360/361 является одноканальной и содержит около 140 полупроводниковых приборов. В ней предусмотрено переключение режимов записи и воспроизведения. Эта модель довольно

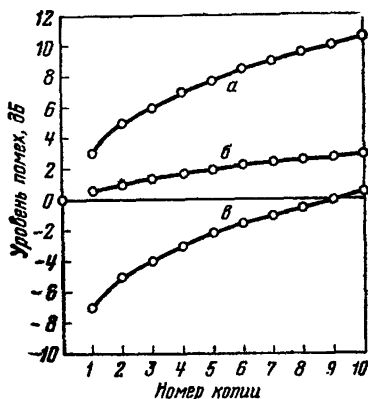


Рис. 18. Изменение уровня помех при копировании фонограмм.

а — без шумоподавителя Долби; *б* — с шумоподавителем Долби, первичная фонограмма — обычная; *в* — запись первичной фонограммы и последующее копирование с шумоподавителем Долби.

компактна ($483 \times 44 \times 290$ мм), что дает возможность использовать в студиях комплекты шумоподавителей, рассчитанные на четыре, восемь и даже шестнадцать каналов записи. Подобная многоканальная запись с последующим сведением в один, два и четыре канала становится обычной для современной технологии студийной звукозаписи.

Структурная схема одного из каналов модели А-301 приведена на рис. 19. Для удобства рассмотрения условные обозначения усилительных каскадов на этом рисунке соответствуют нумерации соответствующих транзисторов на принципиальных схемах, приведенных ниже. Каждый канал состоит из двух функциональных блоков: блока усилителей (каскады на транзисторах $T_{101}—T_{110}$) и блока полосовых сжимателей 1—4. Каждый полосовой сжиматель в свою очередь состоит из фильтра (Φ_1 на рис. 19) и собственно сжимателя (каскады на транзисторах $T_{201}—T_{209}$). Конструктивно все фильтры объединены на одной плате; на другой плате объединены все сжиматели данного канала.

Блок усилителей можно условно разделить на три части: входной усилитель, суммирующие каскады и выходной усилитель. Входной усилитель содержит входной трансформатор Tr_1 , регулятор

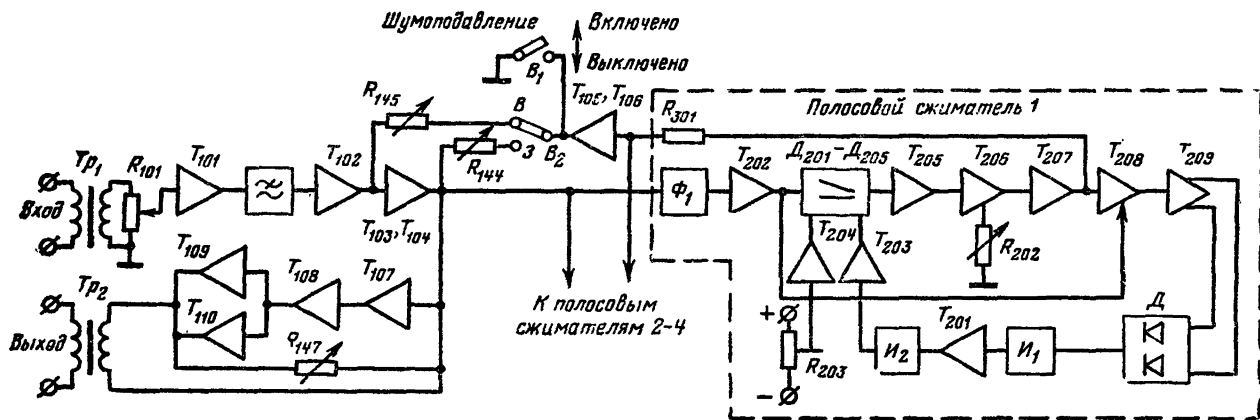


Рис. 19. Структурная схема одного канала шумоподавителя Долби модели А-301.

входного уровня R_{101} и два каскада на транзисторах T_{101} и T_{102} , между которыми включен фильтр нижних частот, пропускающий лишь звуковые частоты. Операция суммирования дифференциальной составляющей в зависимости от режима (воспроизведение или запись) осуществляется либо на входе, либо на выходе двухкаскадного усилителя на транзисторах T_{103} , T_{104} . Выбор режима осуществляется с помощью переключателя B_2 . Дифференциальная составляющая формируется на выходе двухкаскадного усилителя на транзисторах T_{105} , T_{106} , который суммирует выходные сигналы полосовых сжимателей. На входы полосовых сжимателей сигнал поступает с выхода каскада на транзисторе T_{104} . Отсюда же сигнал поступает на выходной усилитель на транзисторах T_{107} — T_{109} , к выходу которого подключен выходной трансформатор Tr_2 .

Сигнал на вход полосового сжимателя, как уже указывалось, поступает через соответствующий фильтр. Далее он через разделительный каскад на транзисторе T_{202} поступает на управляемое звено, являющееся основным элементом схемы сжимателя. Оно выполнено на диодах D_{201} — D_{205} совместно с управляющими транзисторами T_{203} — T_{204} . Далее сигнал усиливается каскадами на транзисторах T_{205} — T_{209} , причем выходной сигнал снимается с каскада T_{207} , а сигнал регулировки — с выхода каскада на транзисторах T_{209} . В цепи формирования управляющего сигнала включен выпрямитель D , интеграторы I_1 и I_2 и усилитель постоянного тока на транзисторе T_{201} . Помимо описанной цепи так называемой обратной регулировки, использующей для управления сигнал, прошедший через управляемое звено, имеется цепь прямой регулировки, связывающая каскады на транзисторах T_{202} и T_{203} . Благодаря этой цепи формируется падающий участок характеристики, изображенной на рис. 17, д.

Ознакомимся теперь подробнее со схемами описанных блоков. На рис. 20 изображена принципиальная схема блока усилителей. Симметричность входа обеспечивается с помощью входного трансформатора Tr_1 . Входной регулятор R_{101} позволяет применять устройство в цепях с различными значениями номинального входного уровня в пределах от 0,7 до 2,5 В. Оба каскада входного усилителя на транзисторах T_{101} — T_{102} выполнены по схеме с общим коллектором. Фильтр нижних частот L_{101} , C_{103} , L_{102} , C_{104} препятствует прохождению высокочастотных паразитных составляющих сигнала, лежащих за пределами звуковой полосы частот (например, частоты стирания и подмагничивания магнитофонов). Эти составляющие могут блокировать высокочастотные полосовые сжиматели и исключить подавление шумов в этих полосах. После предварительного усилителя сигнал поступает на двухкаскадный усилитель на транзисторах T_{103} , T_{104} . Транзистор T_{104} включен по схеме эмиттерного повторителя и обеспечивает низкое выходное сопротивление каскада, необходимое для работы последующих разделительных фильтров полосовых сжимателей без взаимного влияния. Одновременно с эмиттера транзистора T_{104} через цепочку R_{116} , C_{112} сигнал поступает на выходной усилитель (транзисторы T_{107} — T_{110}). Сигналы с выходов полосовых сжимателей после суммирования на входе каскада на транзисторе T_{105} усиливаются транзисторами T_{105} и T_{106} . Получаемая таким способом регулируемая дифференциальная составляющая поступает на переключатель режима работы B_2 . В режиме записи регулируемая составляющая через установочный регулятор R_{144} и резистор R_{127} подается на базу транзистора T_{107} ,

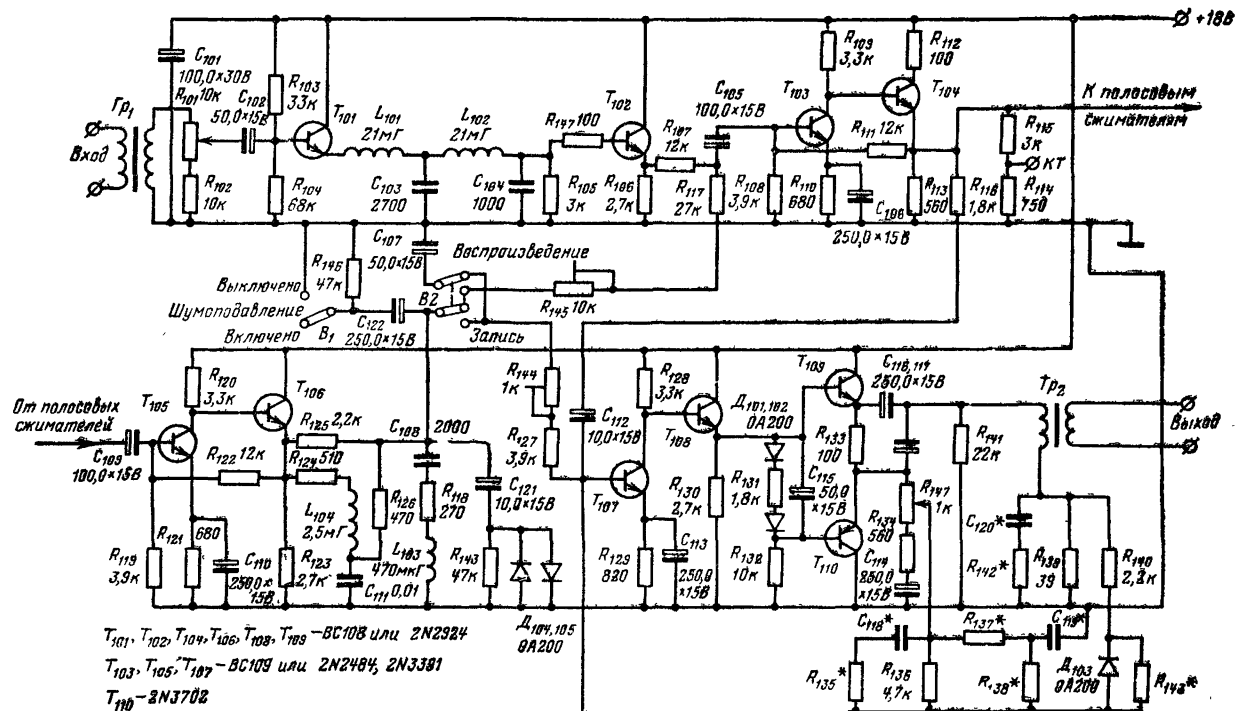


Рис. 20. Схема блока усилителей модели А-301.

куда через резистор R_{116} одновременно поступает сигнал основного канала. Фазы сигналов устанавливаются в соотношениях, обеспечивающих их суммирование; получающаяся при этом амплитудная характеристика показана на рис. 17, в. В режиме воспроизведения регулируемая составляющая через установочный регулятор R_{145} и резистор R_{117} подается в цепь базы транзистора T_{103} , куда одновременно через резистор R_{107} поступает сигнал основного канала. В данном случае эти сигналы противофазны, так как от базы транзистора T_{103} до базы транзистора T_{107} фаза сигнала поворачивается на 180° (один раз в каскаде на T_{103}), поэтому регулируемая составляющая ослабляет на малых уровнях сигнал основного канала и формирует характеристику, показанную на рис. 17, г.

При настройке системы вначале в режиме записи с помощью регулятора R_{144} устанавливается подъем сигналов малых уровней, равный 10 дБ, а затем в режиме воспроизведения с помощью регулятора R_{145} добиваются точной компенсации этого подъема. Верхняя (по схеме) секция переключателя B_2 подключает конденсатор C_{107} к той цепочке, которая по условиям коммутации оказывается отключенной от суммирующего усилителя. Благодаря этому сохраняется постоянное сопротивление в точках цепи основного канала, в которых производится коммутация, и диаграмма уровней сигнала в обоих режимах остается неизменной.

С помощью переключателя B_1 , закорачивающего выход каскада на транзисторе T_{106} , шумоподавление можно отключать. Элементы R_{118} , $R_{124}-R_{126}$, L_{103} , L_{104} , C_{108} и C_{111} служат для линеаризации частотной характеристики канала формирования регулируемой составляющей сигнала, а диоды D_{104} , D_{105} — для ограничения выбросов напряжения при работе сжимателей из-за их инерционности. Эта ограничительная цепочка дополняет работу безынерционных пикосрезателей, входящих в состав диапозонных сжимателей (необходимость ограничения сигнала будет пояснена ниже, при описании работы блока сжимателей).

Выходной усилитель состоит из предварительного каскада, выполненного на транзисторе T_{107} по схеме с общим эмиттером, эмиттерного повторителя на транзисторе T_{108} и выходного каскада, выполненного также по схеме эмиттерного повторителя на транзисторах T_{109} , T_{110} с различной проводимостью (двухтактно-параллельный каскад с последовательным включением транзисторов по постоянному току). Понижающий выходной трансформатор Tr_2 служит для получения симметричного выхода устройства и для снижения выходного сопротивления. Особенностью выходного усилителя является применение двух цепей отрицательной обратной связи между выходным и предварительными каскадами: по напряжению (сигнал снимается с движка переменного резистора R_{147}) и по току (сигнал снимается с резистора R_{139}). Для компенсации фазо-частотных и амплитудно-частотных искажений в выходном трансформаторе и уменьшения зависимости выходного сопротивления от частоты в цепи обратной связи включены корректирующие цепочки C_{118} , R_{135} , C_{119} , R_{138} , C_{120} , R_{142} . Изменением глубины обратной связи с помощью резистора R_{147} регулируется усиление и соответственно устанавливается одно из принятых в радиовещании стандартных значений номинального выходного уровня: +9 дБ (2,2 В), +6 дБ (1,55 В) и +4 дБ (1,2 В). Номинальное сопротивление нагрузки составляет 600 Ом.

Разделительные фильтры (рис. 21) выполнены на пассивных LCR элементах. Полоса I (30—80 Гц) формируется с помощью фильтра нижних частот R_{320} , L_{302} , C_{316} , полосы III (3—20 кГц) и IV (9—20 кГц) — с помощью фильтров верхних частот R_{318} , C_{315} , L_{301} и R_{321} , C_{317} , L_{303} . Крутизна спада характеристики фильтров составляет около 12 дБ на октаву. Фильтр для полосы II (80—3000 Гц) C_{318} , L_{304} , R_{322} , L_{303} , C_{319} , R_{323} является полосовым, его

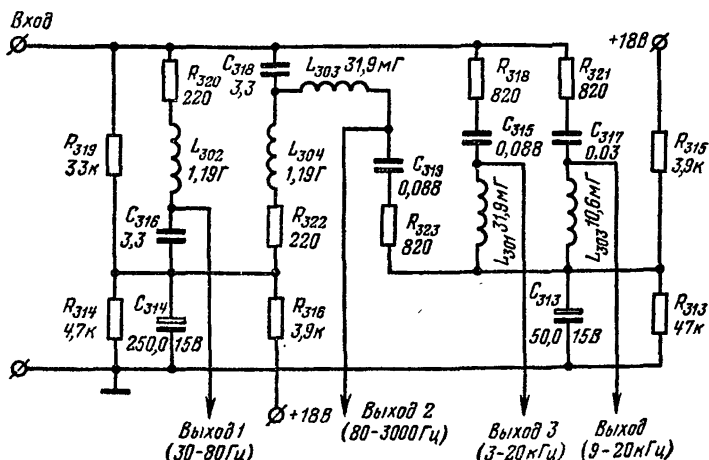


Рис. 21. Схема блока фильтров модели А-301.

критические частоты настройки и крутизна спада характеристики должны точно соответствовать параметрам фильтров полос I и III, так как после суммирования сигналов всех полос результирующая частотная характеристика в местах перекрытия должна иметь достаточно малую неравномерность. Важную роль при этом играют также фазо-частотные характеристики фильтров, а также тракта между сжимателем и расширителем.

Крутизна характеристики фильтров 12 дБ на октаву выбрана исходя из компромиссных условий: при увеличении крутизны улучшаются разделение спектра и шумоподавление для некоторых видов сигналов, спектры которых сосредоточены в области, близкой к граничной частоте одного из фильтров, но в то же время усложняются сами фильтры и становится труднее получить линейные фазо-частотные и суммарные амплитудно-частотные характеристики.

Для устройств шумопонижения, работающих автономно, выбор параметров фильтров весьма не критичен. В частности, может быть допущена даже значительная неравномерность суммарной амплитудно-частотной характеристики фильтров, поскольку при записи и воспроизведении работают одни и те же фильтры и неравномерность, вносимая дифференциальным каналом при записи, будет скомпенсирована при воспроизведении. Однако для точной компенсации неравномерности необходимы три условия: точная компенсация амплитудных характеристик сжимателя и расширителя, постоянство ко-

эффектанта передачи канала между сжимателем и расширителем и отсутствие частотных и фазовых искажений в этом промежуточном канале.

Шумоподаватель Долби был разработан для широкого применения с возможностью обмена «сжатыми» записями. В этом случае сжатие и расширение будут осуществляться различными устройствами, поэтому разброс параметров фильтров (а также других характеристик устройства) должен быть минимальным; с этой целью в описываемом блоке применены элементы (L , R и C), обеспечивающие необходимые временную и температурную стабильности, его настройка должна производиться с большой тщательностью.

Цепочки R_{316} , R_{314} , C_{314} и R_{313} , R_{315} , C_{313} обеспечивают подачу на выход фильтров постоянной составляющей, что облегчает построение схемы входного каскада последующих блоков сжимателей (рис. 22), так как исключаются делители в цепи базы транзистора T_{202} . Для уменьшения влияния входного сопротивления на характеристики фильтров этот каскад выполнен по схеме эмиттерного повторителя. С эмиттера транзистора T_{202} сигнал через разделительные конденсаторы C_{202} , C_{203} поступает на регулируемое звено, представляющее собой управляемый делитель. В продольном плече этого делителя включены постоянные резисторы R_{214} , R_{215} , в поперечном плече — диоды D_{201} , D_{202} , D_{204} , D_{205} , дифференциальное сопротивление которых изменяется под действием коллекторных токов транзисторов T_{203} и T_{204} , включенных последовательно. В исходном состоянии (при отсутствии сигнала) положительное напряжение на базе транзистора T_{203} меньше, чем на базе транзистора T_{204} , эти транзисторы заперты, ток через диоды минимален (он определяется утечкой через резисторы R_{212} , R_{214} , R_{215}), их сопротивление велико и сигнал с минимальным затуханием через конденсаторы C_{204} — C_{207} поступает на базу следующего каскада — эмиттерного повторителя на транзисторе T_{205} . При увеличении сигнала до определенного значения напряжение на базе транзистора T_{203} начинает превышать напряжение на базе транзистора T_{204} , транзисторы открываются, при этом сопротивление диодов уменьшается и коэффициент передачи делителя снижается.

Выбранная мостовая схема включения элементов делителя обладает весьма ценными свойствами, которые характерны для двухтактных схем управляемых звеньев. Она обеспечивает уменьшение нелинейных искажений, возникающих из-за нелинейности характеристик диодов, а также снижение уровня помех от срабатывания системы автоматического регулирования. Уменьшение искажений происходит вследствие компенсации четных гармоник, возникающих в полуплечах D_{201} — D_{202} и D_{204} — D_{205} , а помехи срабатывания ослабляются за счет взаимной компенсации паразитных выбросов, возникающих на коллекторах транзисторов T_{203} и T_{204} при изменении тока через диоды и поступающих на базу транзистора T_{203} в противофазе.

Сигнал, подвергшийся регулировке, далее усиливается транзисторами T_{206} и T_{207} , суммируется с сигналами других полосовых сжимателей и через резистор R_{234} поступает на управляющий усилитель сжимателя. Элементами схемы суммирования являются резисторы R_{301} (в каждом полосовом сжимателе) совместно с входным сопротивлением каскада на транзисторе T_{105} (см. рис. 20). Суммирующие резисторы имеют различные сопротивления, поскольку затухание полосовых фильтров также различно. Для точной

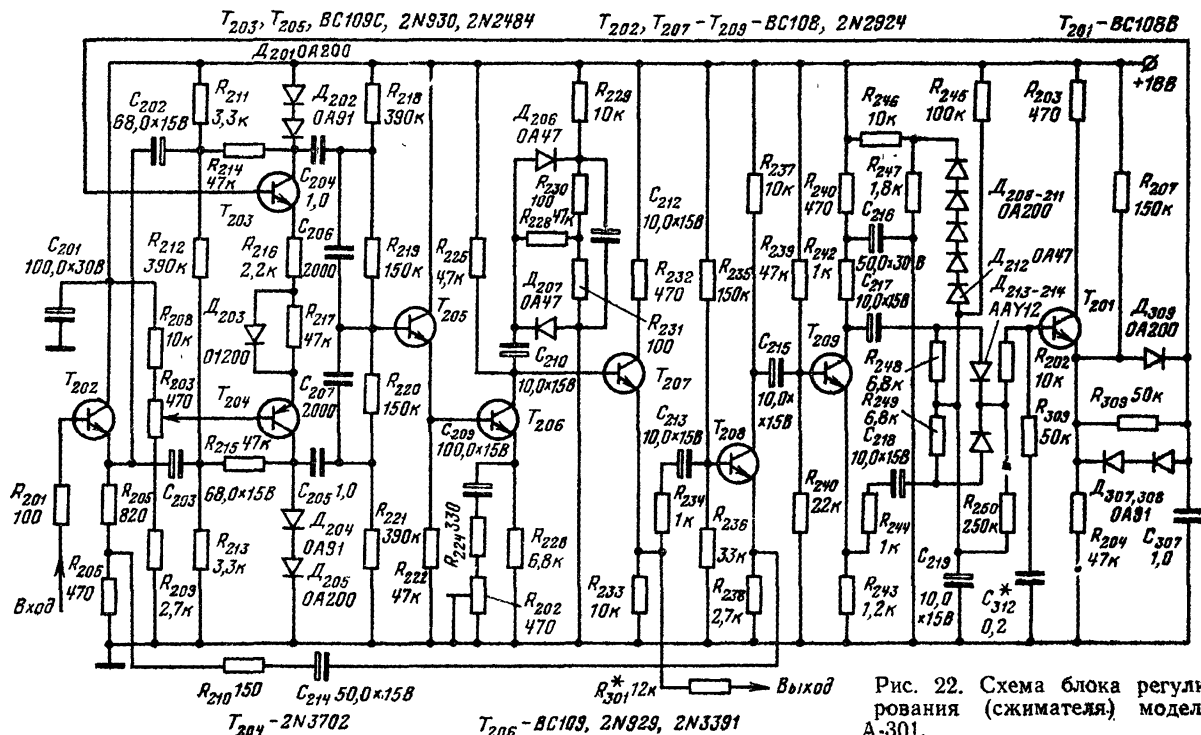


Рис. 22. Схема блока регулирования (сжимателя) модели А-301.

установки одинакового коэффициента передачи всех комбинаций фильтр — сжиматель в каждом сжимателе в эмиттерной цепи транзистора T_{206} имеется регулятор R_{202} , позволяющий изменять глубину обратной связи и соответственно усиление в этом каскаде.

Управляющий усилитель сжимателя содержит каскад с общим эмиттером на транзисторе T_{208} , каскад с разделенной нагрузкой на транзисторе T_{209} , создающий два противофазных напряжения, двухполупериодный детектор на диодах D_{213} — D_{214} , первый интегратор R_{202} , R_{309} , C_{312} ; усилитель постоянного тока по схеме эмиттерного повторителя на транзисторе T_{201} и второй интегратор D_{307} — D_{309} , R_{309} , C_{307} .

Резистор R_{210} и конденсатор C_{214} образуют цепь прямой регуляровки, благодаря которой уменьшается доля дифференциальной составляющей в сигналах с большими уровнями и тем самым уменьшаются нелинейные и частотные искажения таких сигналов. Использование сложных цепей интегрирования выпрямленного управляющего сигнала приводит к тому, что время срабатывания и восстановления процесса авторегулировки зависит от уровня входного сигнала. Среднее значение времени восстановления составляет около 100 мс. Это время определяет скорость, с которой система шумоподавления успевает уменьшить коэффициент передачи в соответствующей полосе частот, когда уровень полезного сигнала в этой полосе становится ниже порога срабатывания сжимателя (или вообще исчезает). При выборе времени восстановления учитывалось, что в течение примерно 0,1 с продолжает действовать эффект маскировки шума предыдущим сигналом. Однако в обычных компактных устройствах при столь малом времени восстановления весьма заметны нелинейные искажения, вызванные пульсациями управляющего напряжения на низких частотах, в особенности при глубоком сжатии. В данном устройстве нелинейные искажения невелики благодаря тому, что большой величине сжатия соответствует весьма малое содержание искаженной дифференциальной компоненты в сигналах с высоким уровнем; кроме того, благодаря применению двухзвенного интегратора улучшена фильтрация управляющего напряжения. При больших перепадах управляющего сигнала конденсатор C_{307} заряжается через диод D_{309} сравнительно быстро, а для пульсаций управляющего напряжения, величина которых не превышает прямого падения напряжения на диоде, и других небольших изменений сигнала постоянная времени фильтрации увеличивается, так как конденсатор заряжается и разряжается через резистор R_{309} .

Применение двухзвенного фильтра вызывает достаточно большое время срабатывания; в зависимости от входного уровня сигнала оно изменяется от 1 до 100 мс. Поэтому при срабатывании сжимателей возникают выбросы сигнала с амплитудой, пропорциональной величине сжатия. При сложении подобной искаженной дифференциальной компоненты с неискаженным необработанным сигналом происходит искажение нарастающих фронтов звучания.

В обычных авторегуляторах для уменьшения искажений переходных процессов время срабатывания стараются делать менее 1 мс, т. е. короче времени нарастания фронта музыкальных сигналов, с коротким временем атаки (щипковые, ударные инструменты). Разработчики данной системы считают допустимым увеличение времени срабатывания до 100 мс с одновременным ограничением выбросов на уровне 2 дБ относительно максимального выходного уровня сжимателя. Это делается с помощью диодов D_{206} , D_{207} , на которые в

исходном состоянии через резисторы $R_{228}-R_{231}$ подается запирающее напряжение; как только амплитуда сигнала на коллекторе транзистора T_{206} превысит напряжение смещения, диоды открываются и шунтируют нагрузку этого каскада. Остаточные выбросы в каждой полосе в дальнейшем суммируются и могут достигнуть значительной величины, поэтому на выходе суммирующего усилителя также включен безынерционный амплитудный ограничитель (диоды D_{104} , D_{105} на рис. 20). Кратковременные нелинейные искажения, вызванные ограничением, практически ощущаются весьма редко, так как величина искаженной дифференциальной компоненты составляет лишь небольшую часть суммарного сигнала. Кроме того, эти искажения хорошо маскируются полезным сигналом. Наибольшее время срабатывания 100 мс соответствует минимальным уровням сигнала (порогу срабатывания шумоподавителя), но в этом случае искажения отсутствуют вследствие малой величины сжатия и плавной амплитудной характеристики сжимателя. Как утверждают разработчики системы, увеличение времени срабатывания уменьшает побочные модуляционные эффекты, вызванные непрерывной регулировкой дифференциальной составляющей, и улучшает эффект шумопонижения.

Заканчивая описание схемы сжимателя, отметим, что регулировка порога срабатывания производится регулятором R_{203} , который позволяет установить на базе транзистора T_{204} исходное напряжение несколько большее, чем в точке соединения резисторов R_{248} , R_{249} . Диоды $D_{208}-D_{212}$ служат для устранения влияния температуры на порог срабатывания и для компенсации температурных изменений напряжения база — эмиттер транзисторов T_{201} , T_{203} , T_{204} , соответствующего началу их отпираания.

На рис. 23 приведена схема выпрямителя, обеспечивающего питание всех блоков устройства А-301 стабилизированным напряжением +18 В. Стабилизатор работает следующим образом. При случайном изменении выходного напряжения (например, при колебаниях тока нагрузки) изменяется напряжение на базах транзисторов T_1 и T_2 , включенных по схеме дифференциального усилителя. Благодаря стабилитрону D_3 изменение напряжения на базе транзистора T_2 больше, чем на базе транзистора T_1 . Сигнал разбаланса, снимаемый с коллектора транзистора T_2 , усиливается дифференциальным каскадом на транзисторах T_3 и T_4 и управляет регулируемым каскадом на транзисторах T_6-T_7 , с помощью которого происходит компенсация изменения выходного напряжения. Транзистор T_5 используется для защиты блока от перегрузки. При нормальной работе он заперт с помощью делителя R_3-R_{13} . При увеличении тока нагрузки сверх допустимого возникает падение напряжения на резисторе R_{17} , которое отпирает транзистор T_5 . Последний шунтирует нагрузку каскада T_4 , ограничивая ток.

Диодный мост D_6-D_9 является основным выпрямителем. Мосты $D_{10}-D_{13}$ и $D_{14}-D_{16}$ совместно с фильтрующими элементами и стабилитронами D_4 и D_5 используются для получения вспомогательных напряжений питания дифференциальных каскадов (выходное напряжение соответственно равно 5,1 и 9,0 В).

Выше уже упоминались достоинства примененного в шумоподавители Долби способа регулировки с суммированием и вычитанием регулируемой дифференциальной составляющей. Рассмотрим, какие преимущества дает разделение частотного диапазона на несколько самостоятельных полос. Как известно, в широкополосном компан-

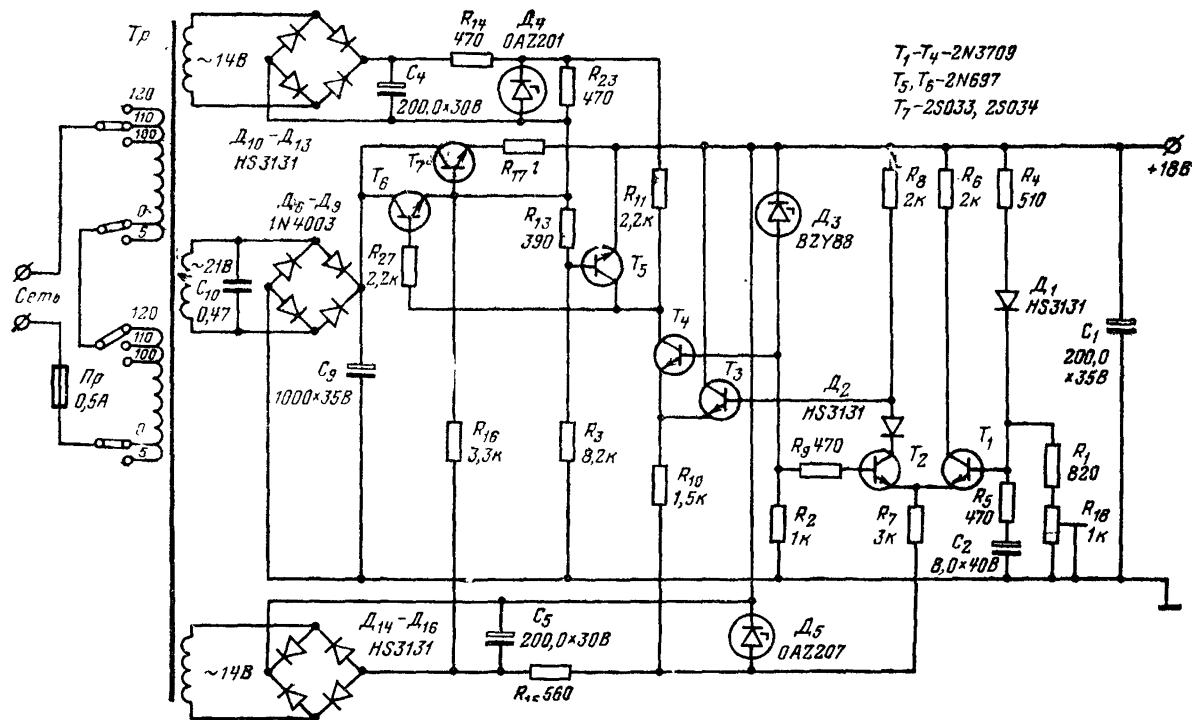


Рис. 23. Схема блока питания модели А-301.

дерном устройстве величина подавления шума зависит от уровня полезного сигнала. Максимальное шумоподавление получается в паузе и при слабых сигналах. На максимальных уровнях соотношение сигнал/шум практически не изменяется. Таким образом, на выходе расширителя шум изменяется в такт с уровнем сигнала. При совпадении спектров сигнала и помехи неприятные последствия не возникают, так как при восприятии шумы маскируются сигналом. Но если спектры не прерываются, то помеха не маскируется полезным сигналом и начинает проявляться эффект модуляции шума сигналом, причем тем сильнее, чем больше разница в спектрах. Например, очень неприятно воспринимается «шипящий» шум ленты на фоне низкочастотных сигналов (контрабас, литавры) или среднечастотных сигналов с относительно небогатым спектром (флейта). В ряде случаев такой модулированный шум может быть на слух более неприятным, чем шум с более высоким уровнем, но постоянной амплитуды (т. е. шум без компандерного устройства).

Разделение сигнала на полосы превращает шумоподаватель Долби в четыре независимо работающих компандерных устройства. Если энергия сигнала сосредоточена в пределах какой-либо полосы, а в других полосах уровень сигнала невелик, то в них сохраняется полное шумоподавление, в то время как в «загруженной» полосе модуляционные эффекты проявляются не будут вследствие хорошей маскировки шума полезным сигналом, имеющим тот же спектр. В этом заключается самое главное достоинство рассматриваемого шумоподавателя, обеспечившее ему значительное превосходство в эффективности по сравнению с традиционными компандерными устройствами. Особенно ценным свойством для магнитной записи является возможность уменьшения модуляционных шумов. Для подобных мультипликативных помех, которые проявляются лишь при наличии полезного сигнала и зависят от его уровня, ранее не было предложено достаточно эффективных способов подавления. Используя разницу в спектрах шума и сигнала шумоподаватель Долби дает значительный выигрыш и в этом случае.

Эффективность устройства зависит от количества частотных каналов. Принципиально возможно путем значительного увеличения числа полос «защитить» собственным компандером каждую спектральную составляющую полезного сигнала, однако из экономических соображений приходится ограничиваться небольшим числом каналов. При выборе числа фильтров и их граничных частот в шумоподавители Долби учитывались спектральные характеристики типовых, наиболее часто встречающихся видов шумов. Так, в полосе *I* (30—80 Гц) осуществляется защита от фона переменного тока и других низкочастотных помех, в полосе *II* (80—3000 Гц) хорошо подавляются шумы от копирэффекта и переходные помехи в многоканальных системах передачи. В полосах *III* и *IV* подавляются наиболее характерные для звукозаписи высокочастотные шумы, в том числе модуляционные. Вследствие перекрытия полос пропускания фильтров *III* и *IV* в области 9—20 кГц дифференциальная составляющая при сложении сигналов с такими частотами получается удвоенной величины, поэтому эффект шумоподавления в этой области повышается и составляет 15 дБ (вместо 10 дБ в остальной части звукового диапазона).

Устройство с перекрывающимися фильтрами несколько проще в выполнении, чем с полосовыми фильтрами на диапазоны 3—9 кГц и 9—20 кГц, в то же время результат получается одинаковый, по-

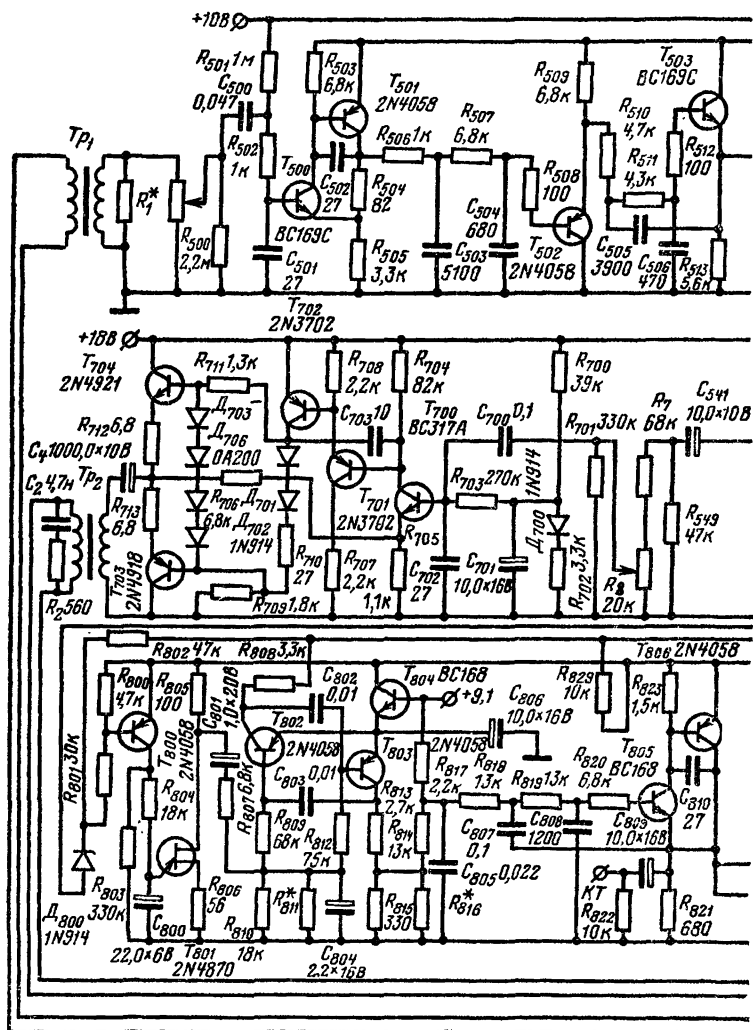


Рис. 24. Схема блоков усиления и суммирования шумоподавителя

сколькo мало вероятно появление сигналов, которые бы «блокировали» полосу IV, но обеспечивали полное шумоподавление в полосе III.

Схема модели А360/361 претерпела значительную модернизацию (рис. 24). Назначения отдельных каскадов этого устройства следующие: T_{500} — T_{503} —входной усилитель; T_{520} — T_{522} —разделительный

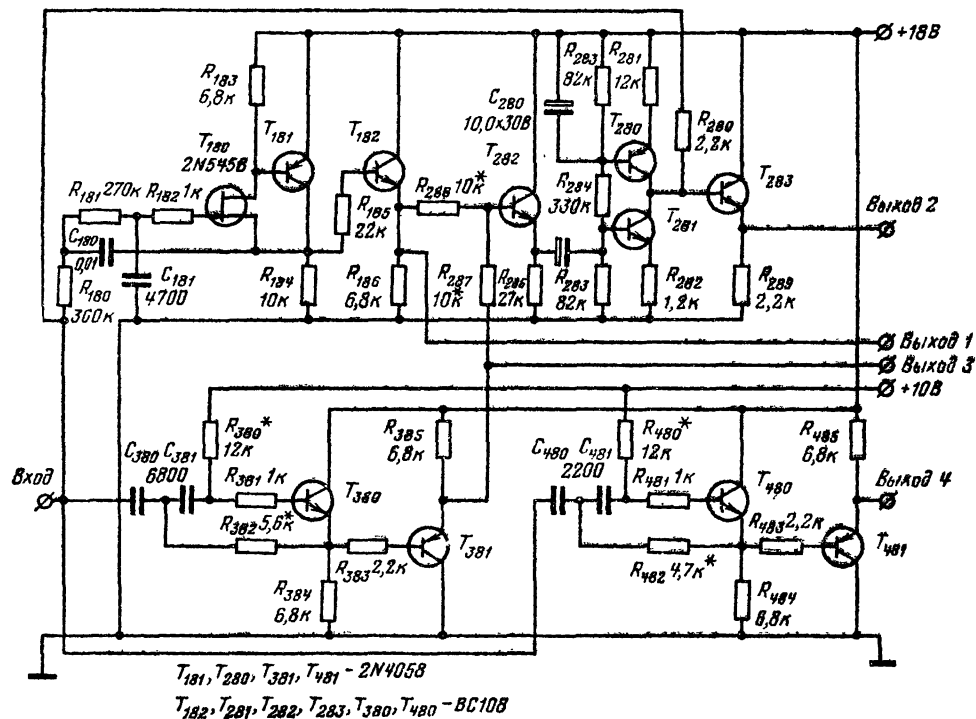


Рис. 25. Схема блока фильтров модели А-361.

ный на элементах R_{506} , C_{508} , R_{507} , C_{504} и активный на транзисторе T_{503} .

Введенное в схему устройство маркировки позволяет записывать в начале каждой фонограммы тональные сигналы небольшой длительности, служащие для различения лент, записанных с применением устройства Долби. Наличие сигналов свидетельствует о необходимости включения расширителя при воспроизведении данной фонограммы. Кроме того, эти сигналы, имеющие строго калиброванный уровень, позволяют устанавливать правильный режим работы устройства и записывающей аппаратуры. Тональный сигнал получается в мультивибраторе на транзисторах T_{802} , T_{803} ; генерация наступает при нажатии кнопки K_n . Далее прямоугольный сигнал мультивибратора поступает на трехступенчатый фильтр нижних частот R_{814} , C_{805} , R_{818} , C_{807} , R_{819} , C_{808} (совместно с транзисторами T_{805} , T_{806}), на выходе которого получается практически синусоидальное напряжение (коэффициент гармоник менее 2%). Транзистор T_{808} является ключом, который управляется с помощью транзистора T_{807} .

Частота мультивибратора периодически изменяется с помощью другого мультивибратора, выполненного на однопереходном транзисторе T_{801} . При нажатии кнопки K_n транзистор T_{806} открывается и конденсатор C_{800} начинает периодически заряжаться через резистор R_{804} и разряжаться через транзистор T_{801} . Импульсы с коллектора транзистора T_{801} , возникающие в моменты его открытия, и имеющие длительность 30 мс с периодом повторения 750 мс через цепочку C_{801} , R_{807} подаются в цепь базы транзистора T_{802} . Они периодически изменяют частоту генерации, так что звук приобретает специфический плавающий характер. Это позволяет при воспроизведении отличать записи, выполненные с шумоподавителем «Долби», от обычных записей.

Вместо LC-фильтров, примененных в модели А-301, в данной модели используются активные фильтры (рис. 25). Интересной особенностью этой схемы является формирование полюсов II . Для этой цели сигналы полос I и III суммируются на базе транзистора T_{282} , усиливаются каскадом с динамической нагрузкой на транзисторах T_{280} , T_{281} и на базе транзистора T_{283} суммируются в противофазе с полным сигналом, поступающим через резистор R_{280} . Таким образом, на выход 2 устройства проходят лишь те частоты, которые не попадают в полосу пропускания фильтров I и III . Данный способ гарантирует точное сопряжение на границах полос и, следовательно, минимальные суммарные частотные искажения.

В схеме сжимателей (рис. 26) также имеются некоторые усовершенствования. Вместо диодов в управляемом звене применены полевые транзисторы T_{101} и T_{102} , включенные по схеме регулируемого сопротивления. Для исключения шунтирования управляющего звена первый усилительный каскад сжимателя выполнен также на полевом транзисторе T_{103} . С помощью транзистора T_{100} к истокам регулируемых транзисторов подводится такое постоянное напряжение, чтобы в исходном состоянии они были заперты. Несколько необычное включение конденсатора второго интегратора C_{108} способствует уменьшению влияния пульсаций управляющего напряжения на регулировку сигнала.

Приведенная на рис. 27 схема стабилизатора блока питания не имеет особенностей. По сравнению со стабилизатором модели А-301 эта схема существенно упрощена.

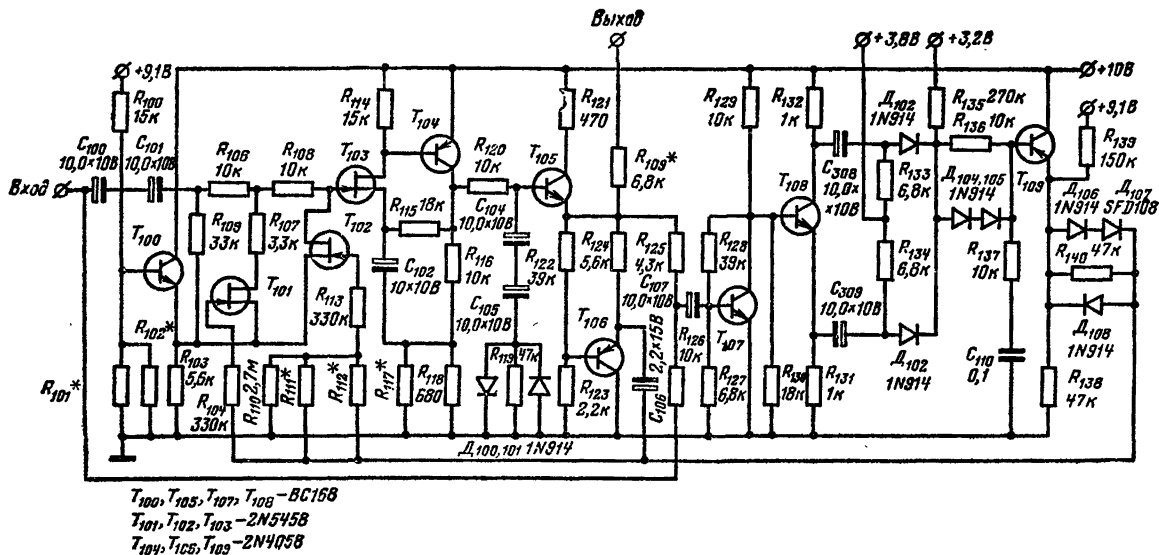


Рис. 26. Схема блока регулирования (сжимателя) модели А-361.

Тщательно продуманная схема релейной автоматики позволяет с помощью одного устройства управлять всем комплексом шумоподавителей, включенных в 4,8 или 16 каналах. При этом автоматически устанавливается требуемый режим и производится необходимая коммутация входящих и исходящих линий и контрольных устройств (прослушивания, индикации уровней).

В шумоподавители Долби-Б с целью упрощения принцип деления на частотные полосы не используется. Шумоподавление осуществляется лишь на частотах, превышающих 1 кГц, но именно эти составляющие шумов ленты (и грампластинок) наиболее неприятно

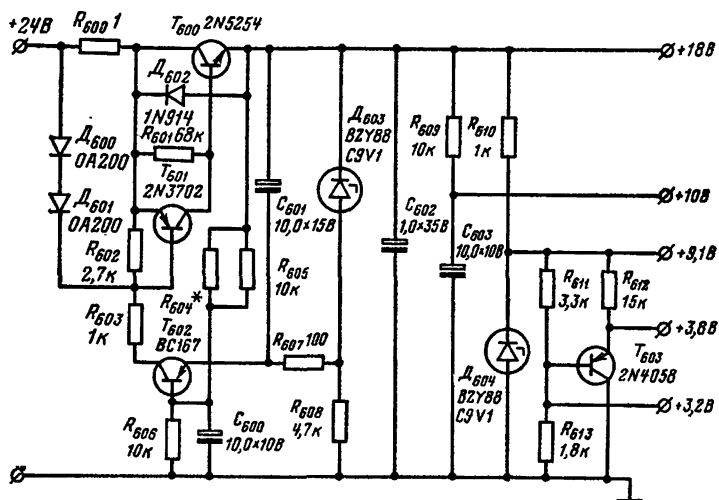


Рис. 27. Схема стабилизированного источника питания модели А-361.

воспринимаются на слух. В остальном работа устройств А и Б аналогична: сигналы с малым уровнем при записи усиливаются (на слух это воспринимается как подъем высоких частот), при воспроизведении осуществляется обратная коррекция. Рассмотрим подробнее рабочие характеристики шумоподавителя Долби-Б. Его общая структурная схема (рис. 28, а, б) такая же, как у Долби-А, но блок регулирования содержит лишь один фильтр и одно управляемое звено; характеристика преобразования имеет вид $F_1(\omega, U_1)$ для сжимателя и $F_2(\omega, U_4)$ для расширителя. Для выходного напряжения сжимателя можно написать следующее выражение:

$$U_2 = U_1 + U_1 F_1(\omega, U_1) = U_1 [1 + F_1(\omega, U_1)]. \quad (10)$$

Соответственно выходное напряжение расширителя

$$U_4 = U_3 - U_4 F_2(\omega, U_4) = \frac{U_3}{1 + F_2(\omega, U_4)}, \quad (11)$$

$$U_3 = U_4 [1 + F_2(\omega, U_4)]. \quad (12)$$

Если канал между сжимателем и расширителем имеет коэффициент передачи, равный единице, и не вносит частотных искажений (это требуется для нормальной работы компандерных устройств), то $U_2 = U_3$. Учитывая это условие, приравняем выражения (10) и (12) и после преобразования получим:

$$U_4 = \frac{1 + F_1(\omega, U_1)}{1 + F_2(\omega, U_4)} U_1.$$

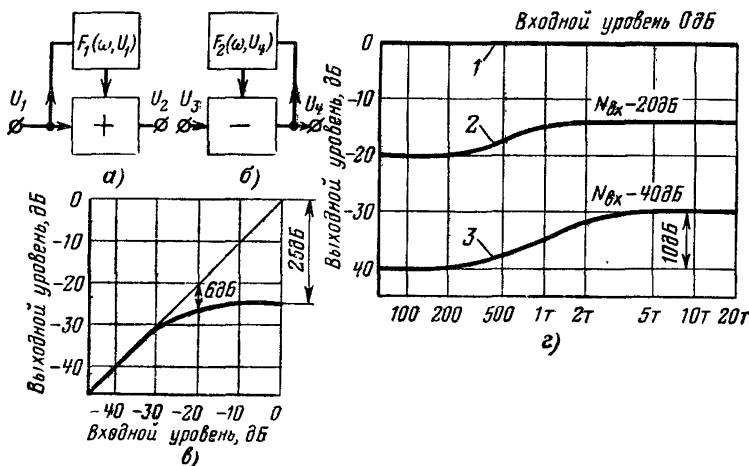


Рис. 28. Шумоподавитель Долби-Б.

а — структурная схема сжимателя; б — структурная схема расширителя; в — амплитудная характеристика ограничителя; г — рабочие характеристики в режиме записи.

Таким образом, для исключения искажений в сигнале, что имеет место, когда выходное напряжение U_4 равно входному U_1 , необходимо выполнить условие $F_1(\omega, U_1) = F_2(\omega, U_4) = F(\omega, U)$, по которому блоки регулирования должны осуществлять идентичное преобразование сигнала. Для выполнения этого условия можно использовать один и тот же блок и коммутировать его соответствующим образом при переводе устройства из режима воспроизведения в режим записи и обратно. В этом заключается большое достоинство шумоподавителя Долби: благодаря двукратному использованию управляющего канала упрощается схема устройства и автоматически гарантируется точное восстановление исходного сигнала. Однако для обеспечения совместимости фонограмм, записанных и воспроизводимых на разных магнитофонах, рабочие характеристики должны быть нормированы. Передаточная характеристика $F(\omega, U)$ блока регулирования нормируется следующим образом. Частотная зависимость $F(\omega)$ реализуется с помощью однозвенного RC-филт-

ра верхних частот, имеющего передаточную характеристику $F(\omega) = \frac{j\omega\tau}{1 + j\omega\tau}$, причем параметр τ (численно равный постоянной времени RC -цепочки) имеет значение 106 мс. Требуемая зависимость $f(U)$ реализуется путем включения в канал управления ограничителя, имеющего амплитудную характеристику, изображенную на рис. 28, в. Аналитическое выражение этой кривой дать затруднительно, поэтому мы проведем анализ рабочих характеристик лишь для нескольких характерных значений уровней сигнала. Для малых уровней (ниже -30 дБ), соответствующих начальному прямолинейному участку характеристики ограничителя, $f(U) = 1$ и передаточная характеристика блока регулирования имеет следующий вид:

$$F(\omega, U) = 2,29 \frac{j\omega\tau}{1 + j\omega\tau}, \quad (13)$$

где коэффициент 2,29 характеризует начальное (основное) усиление этого блока. Данный коэффициент (наряду со значением $\tau = 106$ мкс) является основным параметром системы Долби-В; в частности, применительно к сжимателю он означает, во сколько раз суммируемая регулируемая составляющая превышает сигнал основного канала. Она характеризует также максимальный подъем верхних частот и величину шумоподавления на этих частотах, равную примерно 10 дБ.

С учетом выражения (13) характеристика сжимателя (10) для малых значений уровня приобретает следующий вид:

$$U_2 = U_1 \left(1 + 2,29 \frac{j\omega\tau}{1 + j\omega\tau} \right) = U_1 \frac{1 + 3,29j\omega\tau}{1 + j\omega\tau}.$$

Соответствующая этому выражению характеристика сжимателя для уровня -40 дБ приведена на рис. 28, г (кривая 3); такой вид кривой действителен для всех значений уровня сигнала ниже -30 дБ.

Обратная характеристика расширителя для этого диапазона уровней получается аналогично, если подставить выражение (13) в (12):

$$U_4 = \frac{U_3}{1 + 2,29 \frac{j\omega\tau}{1 + j\omega\tau}} = U_3 \frac{1 + j\omega\tau}{1 + 3,29j\omega\tau}.$$

Найдем теперь выражение характеристики системы для средних значений уровня -20 дБ. Эта характеристика примечательна тем, что она действует при проверке амплитудно-частотных характеристик канала воспроизведения магнитофонов с помощью измерительных лент (опорный уровень при этом на 20 дБ ниже максимального нормированного уровня намагниченности ленты).

Передаточная характеристика сжимателя в соответствии с выражениями (10) и (13) в общем виде может быть записана следующим образом:

$$U_2 = U_1 \left[1 + 2,29 \frac{j\omega\tau}{1 + j\omega\tau} f(U) \right].$$

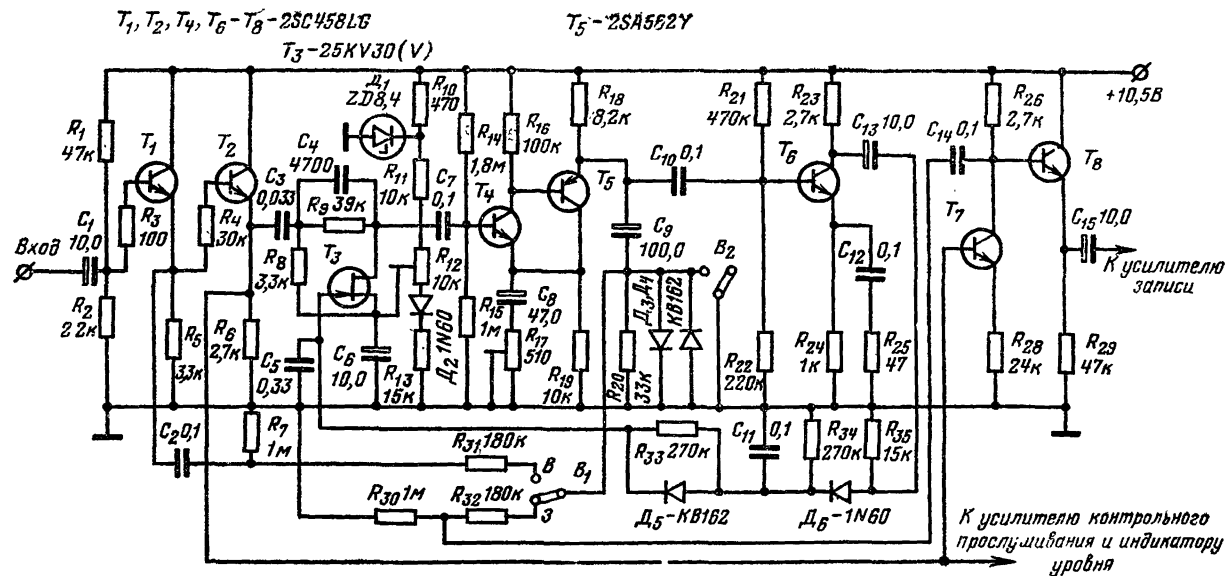


Рис. 29. Принципиальная схема шумоподавителя Долби-В.

Значение функции $f(U)$ можно получить из рис. 28, в. Для данного случая ($N_{\text{вх}} = -20$ дБ) это значение примерно равно 0,5 (вследствие уменьшения коэффициента передачи ограничителя на 6 дБ) и полученную формулу можно преобразовать следующим образом:

$$U_2 = U_1 \left(1 + 1,15 \frac{j\omega\tau}{1 + j\omega\tau} \right) = U_1 \frac{1 + 2,15j\omega\tau}{1 + j\omega\tau}.$$

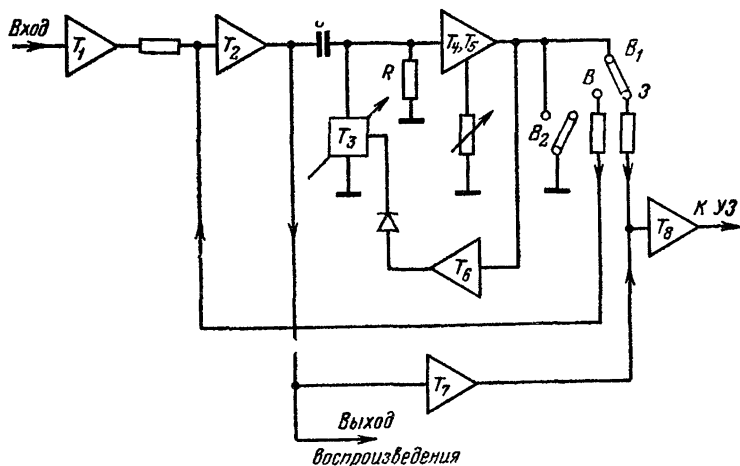


Рис. 30. Структурная схема шумоподавителя Долби-В.

Соответствующая этому выражению характеристика сжимателя представлена кривой 2 на рис. 28, г. Для частот ниже 500 Гц ($\omega\tau \leq 1$) она идет параллельно кривой 3, а в области высоких частот ($\omega\tau > 1$) отличается от нее тем, что подъем составляет не 10, а 6 дБ. Аналогично можно получить формулу характеристики расширителя. При дальнейшем увеличении уровня подъем соответственно снижается. При максимальном уровне (0 дБ) характеристика практически становится прямолинейной (линия 1 на рис. 28, г), так как ограничитель при этом вносит затухание около 25 дБ и регулируемая составляющая не превышает 1 дБ (по отношению к уровню в основном канале).

Рассмотрим теперь практическую схему шумоподавителя Долби-В, изображенную на рис. 29. Устройство может быть выполнено в виде отдельного блока или непосредственно включено в схему магнитофона. Его работу легко проследить по структурной схеме рис. 30, где обозначение усилительных каскадов соответствует нумерации транзисторов на рис. 29.

В режиме записи (переключатель B_1 в положение 3) каскады T_1 , T_2 , T_7 и T_8 образуют основную цепь прохождения сигнала. Сигнал с выхода каскада на транзисторе T_2 через RC -цепочку, обра-

зующую фильтр высоких частот, поступает на регулируемое звено на полевом транзисторе T_3 , включенном в качестве управляемого сопротивления (отсутствует постоянное напряжение между истоком и стоком транзистора). Далее после усиления транзисторами T_4 , T_5 этот сигнал суммируется на входе каскада на транзисторе T_6 с сигналом основного канала, благодаря чему получается требуемый подъем частотной характеристики.

Коэффициент передачи управляемого звена на транзисторе T_3 зависит от уровня высокочастотных составляющих. Сигнал с выхода вспомогательного каскада на транзисторе T_6 выпрямляется и используется для управления смещением на затворе транзистора T_3 . В исходном состоянии (при небольшом уровне сигнала или его отсутствии) с помощью потенциометра R_{12} на истоке этого транзистора устанавливается напряжение, равное напряжению отсечки; при этом коэффициент передачи управляемого звена близок к единице. При увеличении сигнала на затворе транзистора T_3 появляется выпрямленное напряжение, транзистор отпирается и коэффициент передачи делителя уменьшается, что вызывает уменьшение суммируемой высокочастотной составляющей и постепенное уменьшение подъема верхних частот. При уровнях выше -10 дБ усиление вспомогательного канала уменьшается настолько, что результирующая частотная характеристика становится прямолинейной. В режиме воспроизведения (переключатель B_1 в положении B) основная цепь прохождения сигнала состоит из каскадов T_1 и T_2 . Управляемое звено и усилитель на транзисторах T_4 , T_5 образуют цепь отрицательной обратной связи, охватывающей каскад на транзисторе T_2 . Глубина обратной связи зависит от частоты и уровня сигнала; при выбранных параметрах происходит полная компенсация подъема верхних частот, имеющего место при записи. Из других особенностей схемы отметим следующие. Напряжение смещения транзистора T_3 , подбираемое при настройке, стабилизировано с помощью стабилитрона D_1 (8, 4 В). Для повышения эффективности шумоподавления время восстановления процесса авторегулировки выбрано достаточно малым — около 100 мс; для уменьшения возникающих при этом нелинейных искажений из-за пульсаций управляющего напряжения цепь детектирования и фильтрации D_6 , R_{34} , C_{11} , D_5 , R_{33} , C_5 сделана двухзвенной, что обеспечивает лучшее сглаживание управляющего напряжения. Диоды D_3 и D_4 служат для ограничения выбросов в цепи АРУ при появлении сигналов большого уровня с крутым фронтом нарастания; тем самым устраняется перегрузка каскада на транзисторе T_6 и возможные нарушения работы схемы регулировки в динамическом режиме («перерегулировка» и т. п.). Возникающая при переходном процессе нелинейность практически на слух не ощущается, так как ограничение наступает при сравнительно больших уровнях, когда усиление в канале регулирования мало и добавляемая дифференциальная составляющая пренебрежимо мала по сравнению с уровнем сигнала в основном канале. Кроме того, нелинейность, возникающая в режиме записи, впоследствии компенсируется при воспроизведении, когда дифференциальная составляющая практически с теми же искажениями вводится в противофазе.

С помощью регулятора R_{17} , изменяющего глубину отрицательной обратной связи между каскадами T_4 и T_5 , можно регулировать порог срабатывания шумоподавителя (см. рис. 29). Переключатель B_2 позволяет отключить шумоподаватель. При этом закорачивается выход блока автоматического регулирования.

На рис. 31 приведена схема включения шумоподавителя Дольби-В (обведенного пунктирной линией) в магнитофон «TCD-380» фирмы «Tapeberg» (Норвегия) [1]. В отличие от большинства бытовых магнитофонов здесь имеются отдельные предварительные усилители трактов записи (транзисторы T_1 и T_2) и воспроизведения (транзисторы T_8 — T_9). Регулятор уровня записи R_8 включен на выходе предварительного усилителя, т. е. перед устройством шумоподавления, что дает возможность правильно выбрать режим работы шумоподавителя, контроль уровня ведется по индикатору, подключенному к выходу основного усилителя записи УЗ. Регулировка уровня с помощью резистора R_{38} на выходе предварительного усилителя канала воспроизведения носит установочный характер; регулировкой усиления достигается взаимная компенсация нелинейных амплитудных характеристик системы шумоподавления. Данная установка производится при первоначальной настройке магнитофона, но может оказаться полезной и в процессе эксплуатации, например, при использовании ленты с иной чувствительностью, чем при настройке или при изменении параметров головки вследствие ее износа. Основная регулировка усиления при воспроизведении осуществляется в дополнительном усилителе, подключенном к магнитофону, так как сам магнитофон не имеет оконечных усилителей. Это решение соответствует современному блочному принципу построения бытовой аппаратуры. В данном случае это оправдано еще и тем, что высокие качественные показатели магнитофона реализуются лишь при использовании внешней стереофонической акустической системы высокого качества.

По сравнению с рассматриваемой ранее схемой устройство шумоподавления этого магнитофона имеет некоторые схемные отличия. В частности, применен фильтр L_1, L_2, C_6, C_7, C_8 , предотвращающий проникание в канал записи остатка поднесущей частоты с выхода стереодекодера ЧМ приемника. Гармоники этого колебания (а также гармоники пилот-тона 19 кГц, передаваемого в стереофонической системе радиовещания, принятой в западных странах Европы) могут взаимодействовать с частотой подмагничивания и создавать бинаения в диапазоне звуковых частот. Другие схемные отличия принципиальны и появились в процессе усовершенствования шумоподавителя.

В режиме записи сигнал, снимаемый с регулятора уровня записи R_8 , вначале усиливается транзисторами T_3 — T_5 и далее поступает на двухкаскадный усилитель на транзисторах T_6 — T_7 и одновременно через выключатель B_2 и фильтр высоких частот C_{20}, C_{21}, R_{41} на регулируемое звено T_{10} . Высокочастотные составляющие после регулировки усиливаются транзисторами T_{11}, T_{12} и через цепочку R_{55}, C_{26}, R_{58} вводятся в основной канал. Так как каждый из каскадов усилителя на транзисторах T_{11}, T_{12} осуществляет поворот фазы сигнала на 180° , то ВЧ составляющие поступают на базу транзистора T_6 из канала управления в той же фазе, что и из основного канала (через резистор R_{20}), что вызывает зависимый от уровня подъем высоких частот в данном режиме.

В режиме воспроизведения сигнал на вход поступает с предварительного усилителя воспроизведения (через резистор R_{38}) и после усиления в каскадах T_3 — T_7 через переключатель B_2 и резистор R_{26} подводится к гнезду 3 выходного разъема Ш. Одновременно выходной сигнал через конденсатор C_{20} и другие элементы фильтра высоких частот поступает на управляемый каскад T_{10} , усиливается далее

транзисторами T_{11} , T_{12} и вводится в цепь базы транзистора T_6 . При выбранных фазовых соотношениях образуется цепь частотно-зависимой отрицательной обратной связи, охватывающей каскады T_6 , T_7 и осуществляющей необходимый спад частотной характеристики, зависящий от уровня сигнала.

В табл. 1 приведены фирменные данные, характеризующие выигрыш, получаемый от применения шумоподавителя в этом магнитофоне. Данные получены при испытании двух современных типов лент — специальной малошумящей с покрытием на основе гамма-оксида железа, а также ленты с рабочим слоем из двуокиси хрома; номинальный уровень при этом соответствовал коэффициенту гармонических искажений, равному 3%. Частотный диапазон канала записи — воспроизведение при неравномерности ± 3 дБ для первой ленты составил 40—13 000 Гц, а для второй 40—14 000 Гц.

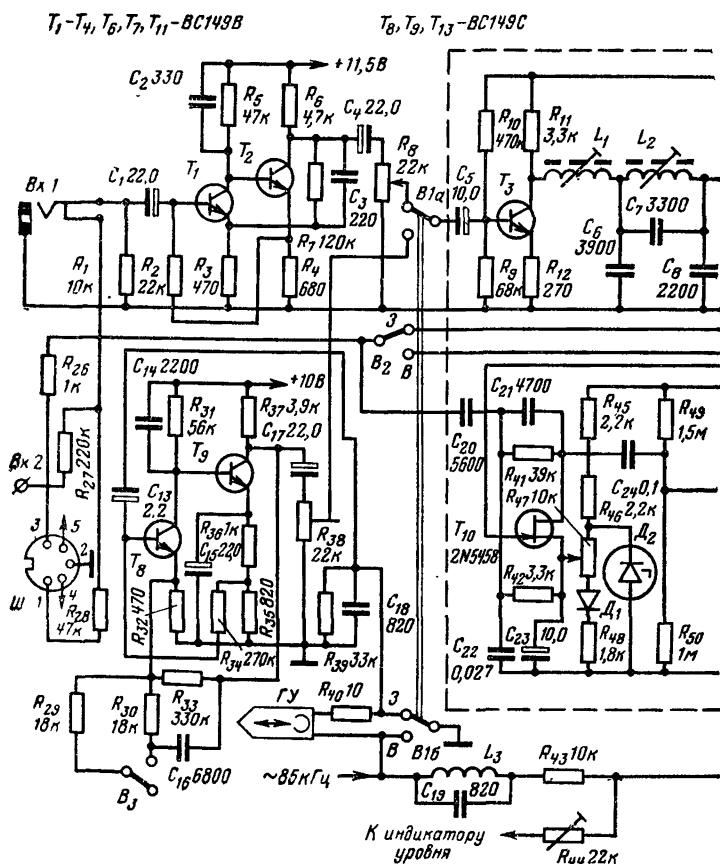
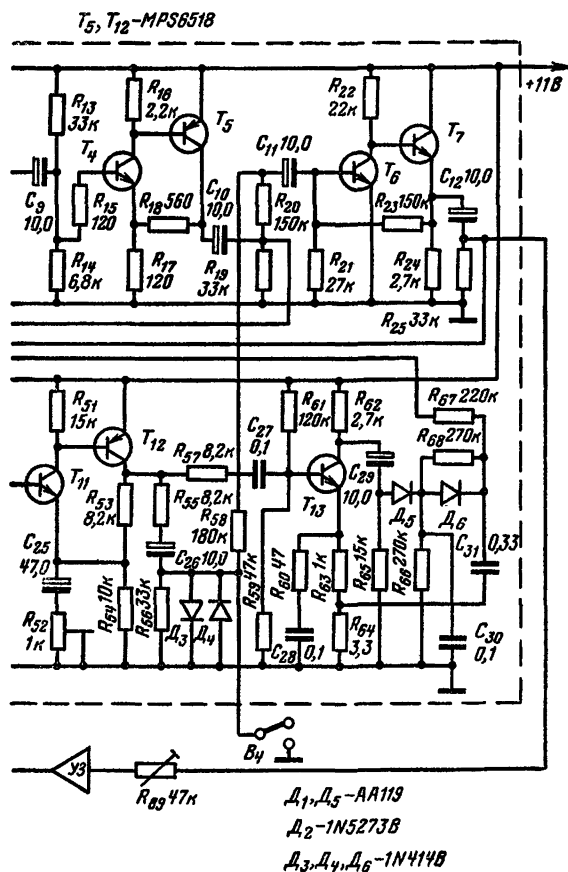


Рис. 31. Схема включения шумоподавителя в магнитофон «Tandberg»

Из таблицы видно, что выигрыш проявляется более явно при измерении с частотной оценкой шумов, которая, как известно, учитывает повышенную чувствительность слуха в области высоких частот, т. е. именно в той области, где шумоподавление наиболее эффективно.

Переключатели режима шумоподавления B_1 и B_2 в этом магнитофоне действуют независимо друг от друга: B_1 связан с клавишей *Запись*, а B_2 — с клавишей *Воспроизведение*. Это расширяет область применения магнитофона. Например, его можно использовать для прослушивания фонограммы или радиопередач в случае, если сигнал при записи или на стороне передачи обработан устройством Долби. Для этого переключатель B_1 ставится в положение, при котором шумоподаватель соединяется с входным предварительным усилителем, а B_2 — в положение, соответствующее обработке сигнала в режиме воспроизведения. Подобное использование усилительного тракта



TCD-300» (Норвегия).

Таблица 1

Отношение сигнал/помеха, дБ	Без шумоподави- теля		С шумоподави- телем	
	Fe ₂ O ₃	CrO ₂	Fe ₂ O ₃	CrO ₂
Невзвешенное значение	45	48	50	50
С частотной оценкой по кривой А-МЭК	51	54	59	62

магнитофона весьма перспективно в связи с наметившейся тенденцией внедрения шумоподавления в стереофонических системах УКВ радиовещания. Дело в том, что при стереофоническом радиовещании по сравнению с монофоническим имеет место ухудшение отношения сигнал/помеха до 25 дБ (в зависимости от условий приема).

Проведенные экспериментальные стереофонические передачи показали, что применение шумоподавителя Долби-Б эквивалентно увеличению напряженности поля в точке приема на 10 дБ [23]. Как утверждают разработчики этого устройства, прием «сжатых» передач без специальной приставки для вторичной обработки сигнала практически не ухудшает качества звучания и не вызывает жалоб слушателей; отмечается лишь преобладание высокочастотных составляющих, что можно скомпенсировать регулятором тембра. Использование имеющегося в составе бытового комплекса шумоподавителя Долби (как в рассматриваемом магнитофоне) позволяет полностью использовать в этом случае выгоды от его применения и восстанавливать исходный сигнал. В литературе появилось сообщение о том, что ряд УКВ станций в США используют этот новый способ вещания, а для его реализации на передающей стороне разработан специальный вариант шумоподавителя Долби-Б (так называемый «процессор» модели 320), имеющий такие же характеристики, как рассмотренное устройство, но отличающийся более высокими качественными показателями. Этот же шумоподаватель используется при записи фонограмм в кассетах, поступающих в продажу (так называемые «долбизированные» кассеты) [24].

Для магнитофона с устройством Долби можно рекомендовать еще один режим — прослушивание ранее сделанных (без шумоподавителя Долби) записей с грампластинок или магнитных лент, имеющих повышенный уровень шума. При работе в режиме воспроизведения устройство в этом случае действует как управляемый фильтр, ослабляющий высокие частоты, т. е. аналогично рассмотренному выше шумоподавитель DNL. Однако при этом результаты получаются несколько худшие, чем при использовании шумоподавителя DNL. Характеристики, получаемые в этом режиме, обратны изображенным на рис. 28. Из их рассмотрения видно, что порог шумоподавления будет составлять около —20 дБ (в системе DNL около —38 дБ), спад верхних частот начинается не с 4,5 кГц (как в шумоподавитель DNL), а с 1 кГц, т. е. одновременно с эффектом шумопонижения создаются условия для образования частотных искажений слабых сигналов. В этой связи большой интерес может представить устрой-

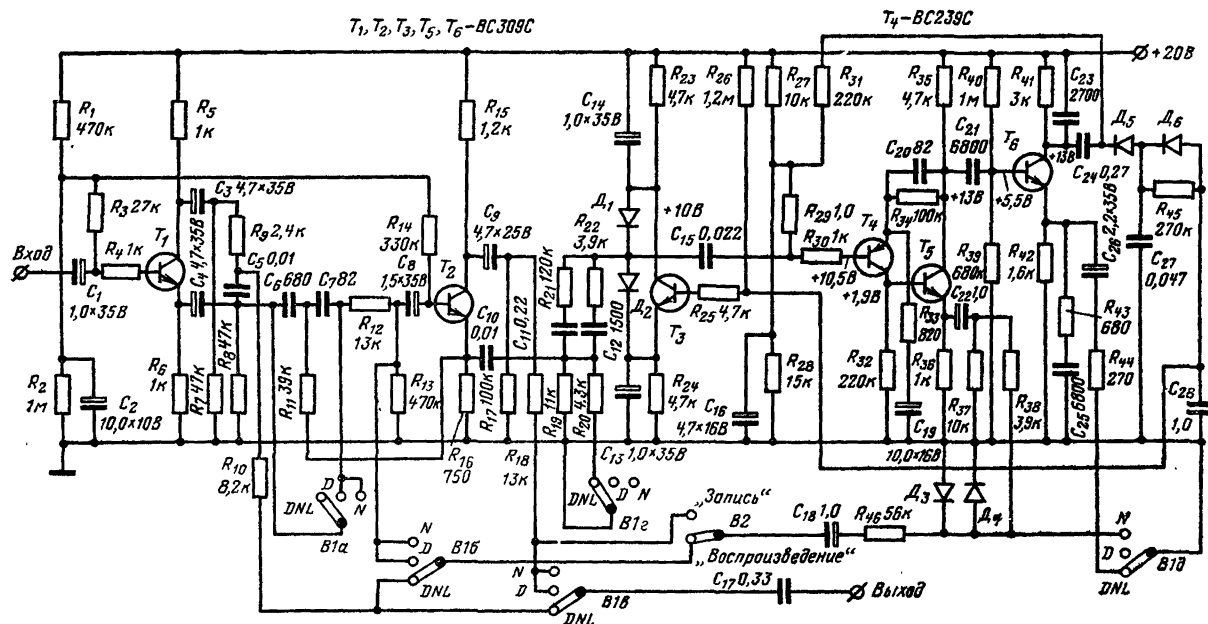


Рис. 32. Схема объединенного шумоподавителя DNL-Долби магнитофона «CN730 Hi-Fi».

ство, использованное в кассетном магнитофоне «CN 730 Hi—Fi» западногерманской фирмы «Grundig» и приведенное на рис. 32. Здесь в одном и том же устройстве реализованы два шумоподавителя Долби-Б и DNL, конкурирующие на мировом рынке бытовой звукозаписывающей аппаратуры. Перевод устройства из одного режима работы в другой осуществляется с помощью переключателя B_1 . Режим DNL используется при воспроизведении ранее сделанных записей, режим «Д» (Долби) более выгоден при производстве новых записей; в положении переключателя N (Normal) устройство работает как обычный линейный усилитель.

В режиме DNL шумоподаватель работает следующим образом. Входной сигнал поступает на каскад на транзисторе T_1 с разделенной нагрузкой, создающий два противофазных напряжения. Нижние и средние частоты в противофазе по отношению к входному сигналу снимаются с коллекторной нагрузки и через цепочку C_3, R_9, R_{10} поступают на секции B_{16} и B_{17} переключателя режимов и далее через конденсатор C_{17} на выход схемы. Сигналы высоких частот снимаются с эмиттерной нагрузки и поступают на переключатель через конденсатор C_5 и резистор R_{10} ; эти сигналы совпадают по фазе с входными. Из эмиттерной цепи высокочастотные составляющие поступают в канал обработки противофазной составляющей. Выделение частот выше 4,5 кГц осуществляется с помощью двух фильтров. Первое звено $C_6, R_{11}, C_7, R_{12}, R_{13}$ включено на входе каскада на транзисторе T_2 , работающего в данном режиме в качестве эмиттерного повторителя. Второе звено состоит из конденсатора C_{10} и резистора R_{19} , параллельно которому в этом режиме подключается резистор R_{20} . Далее высокочастотные составляющие поступают на управляемое звено потенциометрического типа: продольное плечо делителя образовано цепочками C_{11}, R_{21} и C_{12}, R_{22} ; поперечное плечо — диодами D_1, D_2 , проводимость которых определяется режимом управляющего транзистора T_3 . В отсутствие полезного сигнала транзистор T_3 полностью открыт током, протекающим через резисторы R_{25}, R_{26} в цепи базы. Напряжение участка коллектор—эмиттер транзистора (напряжение насыщения) при этом недостаточно для отпираания диодов D_1 и D_2 (эти диоды кремниевые и для их открывания требуется прямое падение напряжения около 0,5—0,6 В), поэтому диоды практически не оказывают шунтирующего влияния и сигнал с минимальным затуханием поступает далее на каскады усиления на транзисторах T_4, T_5 . Каскад на транзисторе T_4 переворачивает фазу сигнала на 180°, а с эмиттера транзистора T_5 (с сохранением фазы) сигнал через цепочку R_{38}, R_{46}, C_{18} и переключатель B_2 (в положении *Воспроизведение*) поступает на секцию B_{16} переключателя режимов и далее в противофазе суммируется с «прямым» сигналом, поступающим через резистор R_{10} . Таким образом, высокочастотные составляющие шума взаимно компенсируются. При появлении полезного сигнала начинает работать канал управления, включающий в себя усилительный каскад на транзисторе T_6 , выпрямитель на диоде D_3 и сложную цепь фильтрации выпрямленного напряжения $C_{27}, C_{28}, D_6, R_{45}$. При достижении сигналом порогового значения — 40 дБ относительно номинального значения управляющее напряжение отрицательной полярности начинает запира́ть транзистор T_3 и часть тока, протекающего через резисторы R_{23}, R_{24} , и транзистор начинает ответвляться в диодную цепочку D_1, D_2 . Проводимость диодов увеличивается, уровень противофазной составляющей уменьшается и результирующая частотная характеристика выравнивается. В отли-

чие от ранее рассмотренной схемы шумоподавителя DNL (см. рис. 5), в которой формируется спадающая характеристика канала управления (см. рис. 4, б), здесь цепь управления имеет характеристику, характерную для ограничителей, но это отличие не принципиально, и результирующая амплитудная характеристика близка к изображенной на рис. 4, в.

В положении *Д* переключателя B_1 (включен шумоподаватель Долби) и режиме воспроизведения работа устройства аналогична рассмотренному выше случаю, однако добавление противофазной составляющей к прямому сигналу происходит на входе каскада на транзисторе T_2 ; это переключение осуществляется секцией переключателя B_{16} . Кроме того, выходной сигнал снимается с другой точки схемы — с коллекторной нагрузки транзистора T_2 . В режиме записи суммирование регулируемой высокочастотной составляющей происходит в выходной цепи; элементами сумматора являются резисторы R_{18} и R_{46} .

Выше указывалось, что для шумоподавителей DNL и Долби требуются различные параметры управляемого высокочастотного фильтра и различные пороги срабатывания канала управления. В устройстве изменение параметров осуществляется следующим образом. Секция B_{1a} переключателя в режиме Долби исключает действие фильтра $C_6, R_{11}, C_7, R_{12}, R_{13}$, а секция B_{1r} отключает один из резисторов в фильтре C_{10}, R_{19}, R_{20} , так что вместо фильтра с граничной частотой 4 кГц и крутизной 18 дБ на октаву, действующего в режиме DNL, работает простой однозвенный фильтр с граничной частотой около 1 кГц и крутизной 6 дБ на октаву. Изменение порога срабатывания осуществляется с помощью секции переключателя B_{1r} , которая в режиме DNL включает в эмиттерную цепь транзистора T_6 резистор R_{44} , что уменьшает глубину отрицательной обратной связи в этом каскаде и увеличивает его усиление. При этом отпирание диода D_5 на который в исходном состоянии через резистор R_{31} подается запирающее напряжение, и появление управляющего напряжения происходят при меньшем входном уровне, чем в режиме Долби. Кремниевые диоды D_3, D_4 выполняют ту же функцию, что и диоды D_3, D_4 в схеме рис. 29. В режиме DNL они не оказывают влияния на прохождение противофазной составляющей, поступающей через резисторы R_{38} и R_{46} , так как уровень этой составляющей меньше прямого напряжения, при котором диоды становятся проводящими.

В отличие от схем устройств Долби, изображенных на рис. 29 и 31, где управляемое звено выполнено на полевых транзисторах, в данной схеме это звено выполнено на диодах, что делает ее более доступной для повторения в радиолюбительских условиях. Транзисторы $T_1—T_3, T_5$ и T_6 типа BC239C можно заменить отечественными транзисторами типа КТ342Б или КТ315Г, а транзистор T_4 — транзисторами КТ361Б или КТ326Б; диоды $D_1—D_6$ — кремниевые (возможна замена на $D_{104}—D_{106}$ или D_{223}).

Рассмотренные схемы (рис. 29, 31, 32) имеют одну особенность — дополнительный подъем высоких частот в выходном каскаде канала управления. В схеме на рис. 32 это осуществляется с помощью цепочки R_{43}, C_{25} , в схемах рис. 29 и 31 соответственно с помощью цепочек C_{12}, R_{25} и R_{60}, C_{28} . Благодаря включению конденсатора в этих цепочках на высоких частотах происходит уменьшение глубины последовательной обратной связи в эмиттерной цепи выходного каскада и увеличение усиления, т. е. более глубокая регу-

лировка в канале управления на этих частотах. В результате реальные характеристики устройства Долби, приведенные на рис. 33, а, несколько отличаются от идеализированных характеристик, приведенных на рис. 28 и использованных для пояснения принципа работы шумоподавителя. Из рис. 33, а видно, что в режиме записи подъем высоких частот выше 5 кГц при уровнях от -15 до

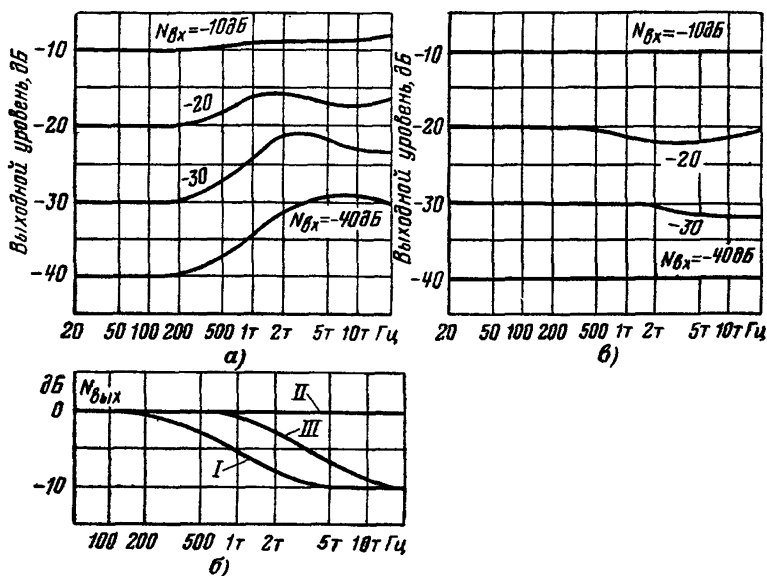


Рис. 33. Рабочие характеристики шумоподавителя Долби.

а — амплитудно-частотные характеристики в режиме записи; б — сквозные амплитудно-частотные характеристики при рассогласовании уровней 2 дБ; в — сквозные частотные характеристики при отклонении коэффициента передачи промежуточного звена на 2 дБ.

-30 дБ (соответствующих наиболее вероятным уровням высокочастотных составляющих в программном материале) несколько понижается по сравнению с полосой 2—5 кГц. Учитывая глубокую высокочастотную коррекцию в канале записи кассетных магнитофонов, такой ход характеристики благоприятен с точки зрения устранения перемодуляции ленты на высоких частотах.

Другая особенность реальных схем шумоподавителя Долби касается выполнения управляемого делителя и заключается в том, что продольное плечо делителя — постоянный резистор (например, R_9 на рис. 29) шунтируется конденсатором (C_4 на рис. 29; C_{21} — на рис. 31 и цепочка C_{12} , R_{22} — на рис. 32). При этом управляемый делитель становится частотно-зависимым: на частотах выше 5 кГц начинает сказываться шунтирующее действие конденсатора, завися-

щее от проводимости управляемого элемента — полевого транзистора (диодов D_1, D_2 в схеме рис. 32).

Влияние этого конденсатора можно пояснить на основании амплитудно-частотных характеристик расширителя, приведенных на рис. 33, б. Здесь кривая *I* соответствует очень малым уровням сигнала или паузе и представляет собой характеристику, обратную нижней кривой на рис. 33, а; подавление высокочастотных составляющих шума в данном случае достигает предельной величины (10 дБ на частотах выше 5 кГц). Желательно, чтобы подобная характеристика сохранилась и в том случае, когда входной сигнал имеет широкий спектр, но максимум энергии сосредоточен в области нижних частот. Допустим, что на устройство воздействуют два сигнала: высокочастотный шум малого уровня (—40 дБ) и громкий полезный сигнал, например звук рояля частотой 500 Гц с уровнем 0 дБ. Без вышеупомянутого конденсатора в этом случае для ВЧ составляющих шума в управляемом делителе устанавливается довольно значительное затухание (около 10 дБ), поскольку фильтр перед управляемым звеном не имеет резкого среза и очень сильный сигнал с частотой 500 Гц как бы «блокирует» шумоподаватель, так что характеристика расширителя в этом случае представляет собой прямую *II*. Шумоподавления при этом практически нет, но в то же время сигнал с частотой 500 Гц очень плохо маскирует высокочастотный шум вследствие большой разницы в спектрах.

При наличии конденсатора характеристика для слабых сигналов не изменяется (кривая *I*). В случае же сигнала рояля затухание управляемого делителя будет значительным лишь на частоте 500 Гц, а на высоких частотах оно уменьшается и характеристика расширителя приобретает вид кривой *III*, т. е. шумоподавление в полосе частот выше 2 кГц остается довольно значительным.

Заканчивая рассмотрение шумоподавателя Долби, отметим еще раз, что при его практическом применении для достижения минимальных динамических и частотных искажений следует выполнить ряд требований, а именно:

входные и выходные уровни сжимателя и расширителя (соответственно режимы записи и воспроизведения) должны соответствовать определенным номинальным значениям, установленным при настройке;

коэффициент передачи звена между сжимателем и расширителем не должен отклоняться от первоначально установленного (применительно к использованию «долбизированных» фонограмм, записанных на других аппаратах, это, в частности, означает, что максимальный уровень намагниченности должен строго соответствовать нормированному значению 256 нВб/м);

частотная характеристика звена между сжимателем и расширителем должна иметь минимальную неравномерность.

В качестве примера на рис. 33, в приведены сквозные частотные характеристики устройства Долби при отклонении коэффициента передачи промежуточного звена на 2 дБ. В первом приближении можно считать, что искажение частотной характеристики в худшем случае (в данном примере при уровне —20 дБ) численно равно расхождению уровней (в децибелах). Влияние частотных искажений самого промежуточного звена можно охарактеризовать таким примером: если сквозной тракт магнитофона имеет спад характеристики, равный 5 дБ на частоте 12,5 кГц, то устройство Долби увеличивает этот спад еще на 2 дБ.

Приведенные примеры характеризуют те минимальные требования, при которых включение устройства Долби практически не ухудшает качества устройства звуковоспроизведения.

При работе с шумоподавителем Долби следует выполнять еще одно условие, которое не имеет значения при обычной записи. Речь идет о согласовании спектра записываемого материала с полосой пропускания звукозаписывающего устройства. Допустим, спектр частот сигнала простирается до 15 кГц, а канал запись — воспроизведение магнитофона имеет граничную частоту 8—10 кГц. При обычной записи в этом случае особых проблем не возникает. Ограничение частотного диапазона несколько ухудшает качество звуковоспроизведения, но полоса частот 10 кГц обеспечивает довольно высокое качество звучания и ухудшение в большинстве случаев может быть обнаружено только при непосредственном сравнении записи с оригиналом. Иначе обстоит дело при записи с устройством Долби. Управление сжимателем в этом случае будет происходить сигналом с исходным спектром, а управление расширителем — сигналом, в котором отсутствуют составляющие выше 10 кГц, что нарушает условия взаимного обратного преобразования и приводит к динамическим частотным искажениям. Эти искажения возникают не только в полосе 10—15 кГц, но и во всей области частот, в которой осуществляется сжатие, т. е. начиная с частоты 1 кГц и выше. В наихудшем случае (наличие интенсивных составляющих в полосе 10—15 кГц) частотные искажения могут достигать 10 дБ и из-за их непостоянного характера (непрерывное изменение частотных характеристик) оказывать гораздо более неприятное воздействие, чем простое ограничение полосы до 10 кГц. Поэтому в случае затруднений с расширением полосы пропускания магнитофона целесообразно ограничивать спектр сигналов, поступающих на его вход с помощью специального фильтра нижних частот с граничной частотой, соответствующей полосе пропускания канала запись — воспроизведение магнитофона.

ШУМОПОДАВИТЕЛЬ ANRS

Наиболее отработанный вариант шумоподавителя ANRS (Automatic Noise Reduction System — Автоматическая система шумопонижения) применен фирмой «Victor» (Япония — США) при реализации квадрафонической записи на грампластинку [26]. По принципу работы это устройство аналогично шумоподавителю Долби. Главное отличие заключается в том, что обработка сигнала (сжатие при записи и расширение при воспроизведении) производится в двух частотных полосах: на частотах выше 2 кГц и в полосе средних частот (с центральной частотой полосы 700 Гц). Амплитудные характеристики этого устройства для двух измерительных частот (630 и 15 000 Гц) приведены на рис. 34, а. Из рисунка видно, что шумоподавление на верхних частотах больше, чем на средних, и достигает 15 дБ; впрочем, компандирование в полосе средних частот осуществляется главным образом не для понижения шумов, а для уменьшения переходного затухания между каналами (проникание сигнала в соседний канал можно рассматривать как помеху) — именно эти частоты преобладают в спектре сигнала и одновременно оказывают наибольшее влияние на локализацию источников звучания.

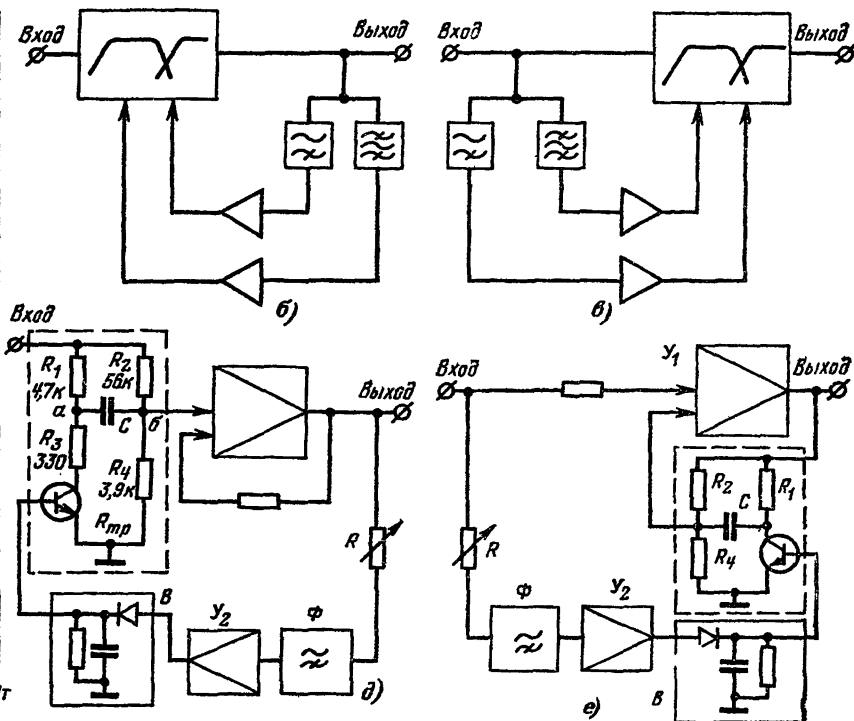
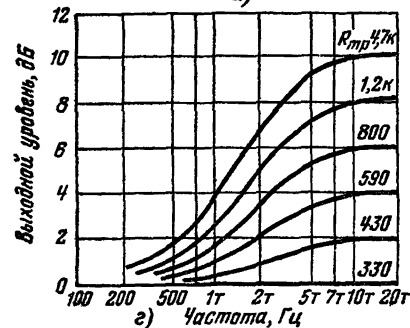
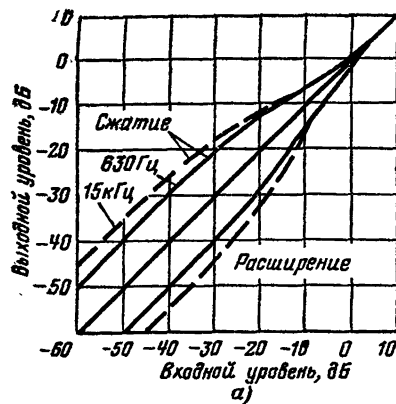


Рис. 34. Шумоподавитель ANRS.

а — амплитудные характеристики; б, в — структурные схемы: в режиме записи (б) и в режиме воспроизведения (в); г — частотные характеристики управляемого звена; д, е — функциональные схемы одноканального варианта: в режиме записи (д) и в режиме воспроизведения (е).

Другое отличие состоит в том, что в этом устройстве осуществляется равномерное сжатие (и соответственно расширение) в большем диапазоне входных уровней, поэтому здесь в меньшей степени сказывается влияние нестабильности и неточности установки коэффициента передачи между сжимателем и расширителем на правильность восстановления исходного сигнала.

Структурные схемы устройства для режимов записи и воспроизведения приведены соответственно на рис. 34, б и в. В канале управления включены фильтр высоких частот, полосовой фильтр и соответствующие усилители управляющего сигнала, соединенные с управляемым звеном, в котором раздельно регулируются средние и высокие частоты. Время срабатывания АРУ около 1 мс, время восстановления 25 мс.

По данным фирмы, улучшение отношения сигнал/шум составляет около 8 дБ, а переходные затухания практически неощутимы при условии, если звукозаписывающее устройство обеспечивает переходные затухания не хуже — 15 дБ.

В более простом варианте системы, предназначенном для использования в кассетных магнитофонах, сжатие осуществляется лишь в области высоких частот. Рабочие характеристики при этом аналогичны шумоподавительной Dolby, что делает совместимыми записи, обработанные обоими этими способами. Однако формирование амплитудно-частотных характеристик в шумоподавительной ANRS происходит несколько иначе, чем в устройстве Dolby. Вместо суммирования регулируемой высокочастотной составляющей здесь в режиме записи используется частотно-зависимая регулировка усиления непосредственно в основном канале прохождения сигнала с помощью специального управляющего четырехполосника. На рис. 34, д приведена функциональная схема устройства в режиме записи. Управляемое звено представляет собой мост из резисторов R_1 — R_4 , конденсатора C и транзистора T , у которого сопротивление участка коллектор/эмиттер $R_{тр}$ совместно с резистором R_3 образует изменяемое плечо моста. Частотная характеристика управляемого моста зависит от отношения сопротивлений его плеч. Если выполняется условие $R_1 : (R_3 + R_{тр}) = R_2 : R_4$, то характеристика линейна, так как в точках а и б, к которым подключен частотно-зависимый элемент моста (конденсатор C), напряжения одинаковы. Это имеет место при уровнях входного сигнала выше —10 дБ, когда на выходе канала управления, включающего в себя установочный регулятор R , фильтр верхних частот Φ , вспомогательный усилитель U_2 и выпрямитель B , имеется достаточное напряжение и сопротивление транзистора падает ниже определенного значения. При снижении входного уровня и уменьшении управляющего напряжения сопротивление $R_{тр}$ повышается, напряжение в точке а моста становится больше, чем в точке б, и благодаря конденсатору C коэффициент передачи четырехполосника на верхних частотах увеличивается. Частотные характеристики для различных сопротивлений регулируемого плеча моста приведены на рис. 34, г; результирующие частотные характеристики устройства в режиме записи получаются близкими к изображенным на рис. 33, а.

В режиме воспроизведения (рис. 34, е) частотно-зависимый управляемый четырехполосник включен в цепь отрицательной обратной связи основного усилителя U_1 , а канал управления подключен не к выходу устройства, а к его входу (т. е. управляющее напряжение, как и в режиме записи, пропорционально обработанному

«сжато» сигналу). Все это обеспечивает обратное преобразование и восстановление исходного сигнала.

Оценить действие шумоподавителя ANRS можно по рис. 35, где приведены спектрограммы шумов канала запись — воспроизведение кассетного магнитофона с включенным устройством шумоподавления и без него. Аналогичные спектрограммы получаются и в случае использования шумоподавителя Долби-В. Из рисунка видно, что шумоподавление начинается примерно с частоты 700 Гц и достигает максимума на частотах выше 3 кГц. Далее из рисунка следует, что низкочастотные компоненты шума не подавляются и их уровень превышает высокочастотные компоненты (преобладают составляю-

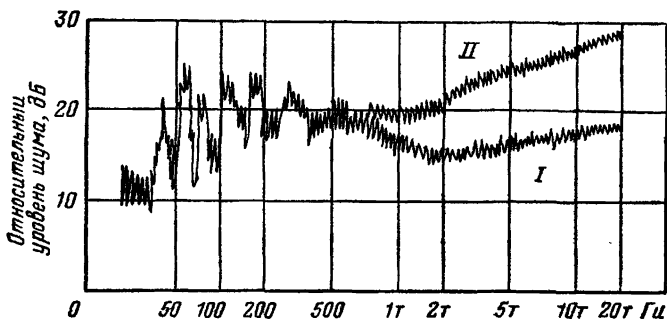


Рис. 35. Спектрограммы шумов магнитофона с включенным (I) и выключенным (II) устройством шумопонижения.

щие фона от сети питания: основная частота 60 Гц и ее гармоники 120, 180 и 240 Гц). Тем не менее эффект шумоподавления будет более явным, чем представляется при рассмотрении уровней, если при измерении шумов пользоваться методом, при котором результаты измерений соответствуют субъективному воздействию шумов. Такой метод позволяет наиболее правильно оценить как эффективность различных устройств шумоподавления, так и шумовые параметры электроакустической аппаратуры в целом. От обычных широкополосных измерителей напряжения (милливольтметры, вольтметры) подобный «квазисубъективный» измеритель шума должен отличаться рядом параметров, из которых наиболее важна частотная оценка спектра шумов, соответствующая свойствам слуха. Такие измерители получают в последнее время все большее распространение, однако в отдельных областях электроакустики получили признание различные частотно-взвешивающие характеристики, что вызывает определенные практические затруднения при нормировании параметров.

На рис. 36 приведены взвешивающие кривые, рекомендованные международными организациями по стандартизации и используемые в отечественной практике. Кривая *a* предложена международной электротехнической комиссией (так называемая «кривая А-МЭК») и предназначена для непосредственного измерения акустических шумов сигналов в соответствии с их громкостным восприятием. Одна-

ко при использовании в электроакустических устройствах измерителей с этой частотно-взвешивающей кривой выявилось ее некоторое несоответствие с субъективной оценкой шумов. Прежде всего она не учитывает повышенной чувствительности слуха в области частот 3—7 кГц. Более приемлемой представляется так называемая псофометрическая характеристика (кривая б), стандартизованная Между-

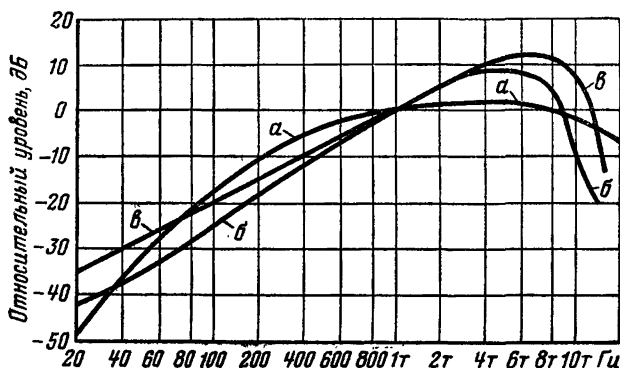


Рис. 36. Частотно-взвешивающие характеристики для измерения шумов.

а — рекомендация МЭК; б — псофометрическая кривая (МККТТ, 1953 г.); в — уточненная псофометрическая кривая (МККР, 1970 г.).

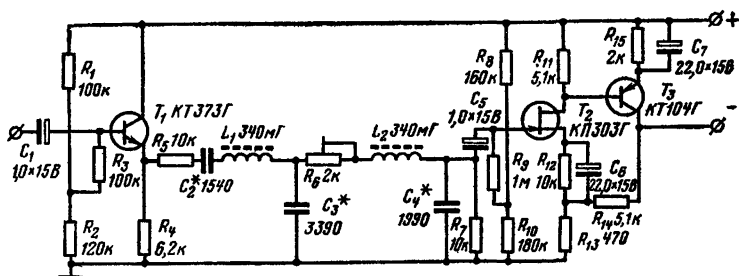


Рис. 37. Схема усилителя с частотно-взвешивающим фильтром для измерения шумов.

народным консультативным комитетом по телефонии и телеграфии (МККТТ) и нашедшая применение в радиовещании.

В последнее время псофометрическая характеристика была уточнена (кривая в) и стандартизована Международным консультативным комитетом по радиовещанию (МККР) и Международной организацией радиовещания и телевидения (ОИРТ). По сравнению с первой кривой здесь более «строго» оцениваются как низкочастотные составляющие, например фон от цепей питания (в этом отношении она более близка к кривой А-МЭК), так и наиболее типич-

ные для звукозаписи высокочастотные шумы. К достоинствам этой кривой следует отнести также то, что в большей своей части (до частоты 4000 Гц) она имеет постоянный наклон 6 дБ на октаву; это упрощает ее реализацию. На рис. 37 приведена схема усилителя с фильтром для измерителя шумов, имеющего такую характеристику [27].

Из рассмотрения применяемых в настоящее время устройств шумоподавления видно, что по принципу работы, заключающемуся в автоматической регулировке усиления, они весьма схожи между собой. Различие заключается в характере частотной зависимости регулировки и виде амплитудной характеристики. Системы также различаются по количеству обработок сигнала — однократная (при воспроизведении) или двукратная (при записи и воспроизведении). Этот признак очень важен, так как с ним связана совместимость произведенных записей. Большое значение с учетом этого обстоятельства приобретает стандартизация устройств шумоподавления. Наиболее перспективной, по-видимому, является шумоподавление Долби. Его широкому распространению способствует выпуск специальной интегральной схемы, содержащей все элементы устройства шумоподавления [28].

Следует отметить, что при выборе устройства шумоподавления следует прежде всего учитывать область его применения и характер шумов. Очевидно, что для первичной записи и для реставрации старых записей требуются устройства с различными параметрами. Также бесспорно, что для профессиональных целей можно использовать более сложные и дорогие устройства, чем в бытовой звукозаписи.

В табл. 2 рассмотренные устройства классифицированы по способам обработки сигнала, приведены их отличительные признаки и основные характеристики.

В заключение ознакомимся с электрической схемой магнитофона «Весна-201-Стерео» — первого отечественного стереофонического каскадного магнитофона, в котором применен шумоподавитель. Принципиальная схема усилителей одного из каналов этого магнитофона (совместно с общим генератором стирания и подмагничивания) приведена на рис. 38. Основными узлами схемы являются: предварительный усилитель (транзисторы $T_1—T_5$), оконечный усилитель ($T_6—T_{13}$), генератор стирания и подмагничивания ($T_{14}—T_{15}$), усилитель индикатора уровня записи (T_{16}) и шумоподавитель ($T_{17}—T_{21}$).

Во входном каскаде предварительного усилителя использован маломощный транзистор П27А, второй и третий каскады выполнены по схеме с динамической нагрузкой, образованной соответствующими транзисторами T_2 и T_4 . Для данной схемы характерны малые нелинейные искажения, широкая полоса пропускания и большой коэффициент усиления. Частотная коррекция осуществляется в цепи обратной связи, напряжение которой с выхода третьего каскада подается в цепь эмиттера второго каскада. В режиме воспроизведения (на рис. 38 переключатель B_3 показан в положении, соответствующем этому режиму) переключатель $B_{3д}$ подключает цепочку $R_{50}, R_{62}, R_{64}, C_{34}$, обеспечивающую подъем низких частот; при этом постоянная времени цепи коррекции $\tau = R_{62}C_{34}$ соответствует стандартному значению 120 мкс. В режиме записи подключается цепочка $R_{60}, R_{61}, R_{63}, C_{33}$. Подъем высоких частот в обоих режимах осуществляется последовательным контуром L_1, C_{25} , шунтирующим резистор в цепи эмиттера транзистора T_3 . Частота настройки контура

Основные характеристики устройств	Устройства	
	Однократного	
	Широкополосные пороговые шумоподавители	
	NFD («Panasonic», США)	Ю. М. Орлова (СССР)
Характерные признаки	Регулировка затухания в основном канале	Противофазная компенсация шумовых сигналов АРУ в противофазном канале
Тип управляемого звена	Двухданный аттенуатор	Потенциометрическая транзисторная схема
Назначение	Бытовая звукозапись	Профессиональная звукозапись
Виды шумов, уменьшаемые устройством	Шумы, паузы	
Способность уменьшения модуляционных шумов	Нет	
Величина шумоподавления в паузах	—	
Опасность искажения спектра сигнала	Нет	
Критичность к изменению параметров устройства звукозаписи	Незначительная	

Основные характеристики устройств	Устройства		
	Однократного воздействия		
	Динамические фильтры		
	А. Богатырева и В. Медведева (СССР)	F. Ives, США	R. Orban, США
Характерные признаки	Десятиполосный пороговый шумоподаватель с регулировкой усиления в прямом канале	Регулировка полос на ВЧ в зависимости от соотношения мощности сигнала и шума в полосе ВЧ	Регулировка полос на ВЧ в зависимости от соотношения мощности сигнала и шума и степени маскировки шума

Таблица 2

шумоподавления			
воздействия			
Динамические фильтры			
DNL (Philips, Гол- ландия)	DN («Kenwood», США)	R. Burwen, США	Ю. М. Орлова (СССР)
Противофазная компенсация шумов в полосе частот выше 4,5 кГц	Четырехполосный пороговый шумоподаватель	Автоматическая регулировка полосы пропускания в области ВЧ и НЧ	Четырехполосный пороговый шумоподаватель с противофазной компенсацией составляющих шума
Диодный аттенуатор	Диодная ключевая схема коммутации фильтров	Умножители в интегральном исполнении	Потенциометрическая транзисторная схема
Бытовая звукозапись		Профессиональная звукозапись, реставрация фонограмм	Профессиональная звукозапись в кино
ВЧ составляющие в паузах и при слабых сигналах		ВЧ и НЧ составляющие	Все виды шумов, кроме модуляционных
Незначительная			
До 20 дБ на ВЧ	До 15 дБ	На НЧ и ВЧ до 60 дБ	—
Существенная		Зависит от выбора порогов срабатывания системы	
Незначительная			

Продолжение табл. 2

шумоподавления			
Двукратного воздействия			
Компандерные устройства			
Долби-А: А-301, А360/361 (Анг- лия)	R. Burwen, США	Долби-В (Анг- лия)	ANRS («Victor», Япония — США)
Четырехполос- ный шумопода- ватель, АРУ в суммарно-раз- ностных каналах	Широкополосный шумоподаватель с до- полнительной частот- ной коррекцией и ог- раничением перегру- зок на ВЧ	Компандирова- ние в полосе ВЧ (выше 1 кГц), АРУ в суммарно- разностных кана- лах	Компандирова- ние в полосе ВЧ (выше 1 кГц), АРУ в «прямом» канале

Основные характеристики устройств	Устройства		
	Однократного воздействия		
	Динамические фильтры		
	А. Богатырева и В. Медведева (СССР)	F. Ives, США	R. Orban, США
Тип управляемого звена	Дифференциальный усилитель с шунтированием входа	Управляемая ШИМ	—
Назначение	Реставрация фонограмм, профессиональная звукозапись	Профессиональная	
Виды шумов, уменьшаемые устройством	—	ВЧ составляющие (2—20 кГц)	ВЧ составляющие
Способность уменьшения модуляционных шумов	Незначительная		
Величина шумоподавления в паузах	—	До 24 дБ на ВЧ	—
Опасность искажения спектра сигнала	Зависит от выбора порогов срабатывания системы	Уменьшенная в сравнении с аналогичными системами	
Критичность к изменению параметров устройства звукозаписи	Незначительная		

составляет 10 кГц. Величина подъема в режиме воспроизведения регулируется переменным резистором R_{50} , а в режиме записи — R_{49} .

Переключатель B_{3a} в режиме воспроизведения подключает ко входу усилителя универсальную магнитную головку ГУ, а в режиме записи — делитель R_1 — R_{10} , через который от разъемов $Ш_2$ — $Ш_4$ поступает входной сигнал. Переключатель B_{3b} в этом режиме подключает магнитную головку к выходу усилителя через линейаризующую цепочку R_{51} , C_{28} и загружающий фильтр L_2 , C_{26} , препятствующий прохождению на выход усилителя напряжения подмагничивания, подводимого к головке через цепочку R_{47} , C_{24} . Переключатель $B_{3в}$ в режиме воспроизведения отключает регулятор уровня записи R_{19} , а переключатель B_{3e} коммутирует вход последующего звена усилительного тракта — шумоподавителя. В режиме записи шумоподаватель совместно с оконечным усилителем образует контроль-

шумоподавления			
Двукратного воздействия			
Компандерные устройства			
Долби-А: А-301, А360/361 (Англия)	R. Burwen, США	Долби-В (Анг- лия)	ANRS («Victor», Япония — США)
Потенциометри- ческая, диодная схема (в модели А360/361 — тран- зисторная)	Умножители в ин- тегральном исполне- нии	Потенциометри- ческая схема на полевом транзи- сторе	Мостовая схема с транзистором
звукозапись		Бытовая звукозапись	
Все виды шу- мов	Все виды шумов, кроме модуляцион- ных	ВЧ составляю- щие	ВЧ составляю- щие
Весьма значи- тельная	Незначительная	Значительная	—
До 15 дБ	40—50 дБ	Около 10 дБ	—
Незначительная			
Весьма существенная			

ный канал прослушивания. При этом цепочка R_{67}, C_{36}, C_{37} на его входе создает завал верхних частот, обратный тому, который имеет место в усилителе записи, и результирующая частотная характеристика канала прослушивания становится линейной.

Переключатель $V_{3ж}$ в режиме записи подает напряжение питания на генератор стирания и подмагничивания, а в режиме воспроизведения подключает к источнику питания цепь измерительного прибора ИП индикатора уровня с целью контроля напряжения батареи Б.

Шумоподавитель магнитофона аналогичен шумоподавителью DNL. В сравнении с ранее рассмотренной схемой фирмы «Philips» добавлен каскад усилителя на транзисторе T_{21} для согласования с последующим усилителем. С этого каскада снимается также напряжение на линейный выход магнитофона (разъем Ш₁) для под-

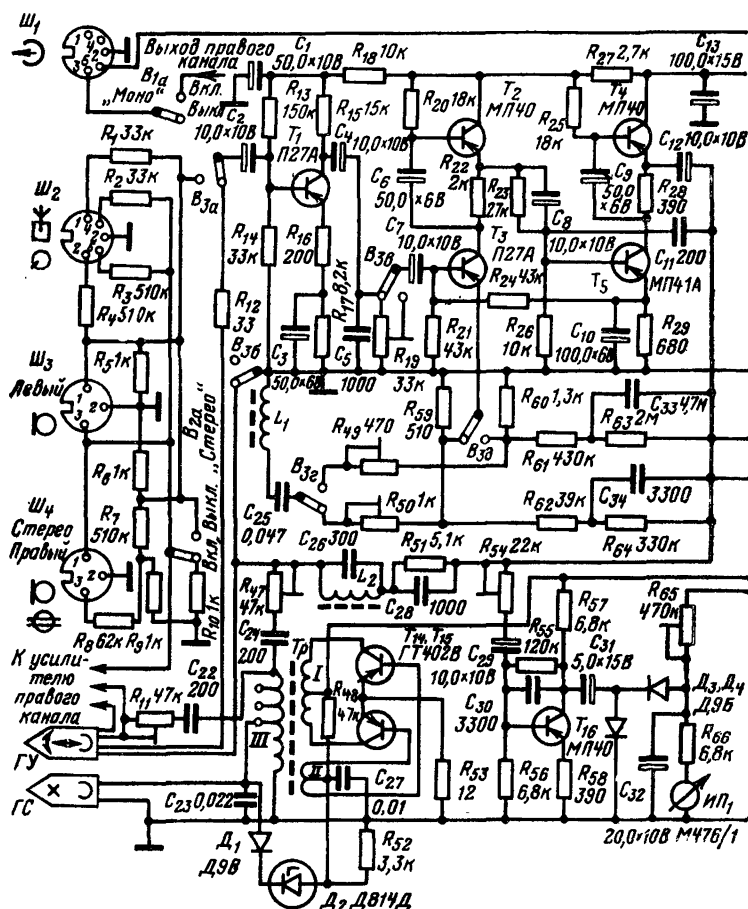
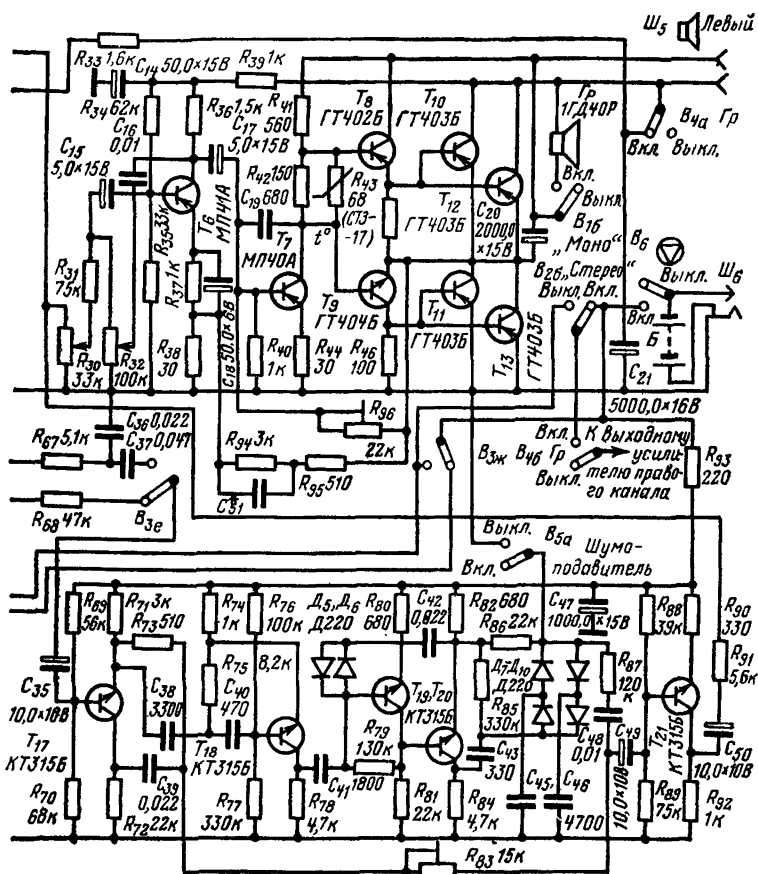


Рис. 38. Принципиальная схема магнитофона «Весна-201-Стерео».

ключения внешних устройств прослушивания или перезаписи. Глубина шумоподавления регулируется с помощью переменного резистора R_{83} . Включение и отключение шумоподавителя осуществляются с помощью переключателя B_{5a} . На входе шумоподавителя включен переменный резистор R_{68} , с помощью которого в режиме воспроизведения подбирается порог шумоподавления. В режиме записи шумоподавитель включен во вспомогательный контрольный канал прослушивания; установка порога шумоподавления в этом режиме не предусмотрена.

Оконечный усилитель (транзисторы T_6 — T_{13}) выполнен по бестрансформаторной схеме. На его входе включены регулятор уровня воспроизведения R_{30} и регулятор тембра высоких частот R_{32} . Внут-



ренный громкоговоритель Γ_r подключается к выходу усилителя левого канала только в режиме «Моно», питание оконечного усилителя правого канала при этом отключается с помощью переключателя B_{26} . Прослушивание в режиме «Сtereo» возможно лишь с помощью внешней акустической системы. Для исключения акустической обратной связи при записи с микрофона контрольное прослушивание можно прервать с помощью переключателя B_4 . При этом отключаются не сами громкоговорители, а снимается напряжение питания с оконечных усилителей, что обеспечивает более экономичный режим работы магнитофона.

Из других особенностей схемы магнитофона следует отметить автоматическую регулировку выходного напряжения генератора

стирания и подмагничивания. Выходной сигнал генератора выпрямляется диодом D_1 и подается на стабилитрон D_2 . Если пиковое значение напряжения превышает напряжение стабилизации стабилитрона, то на среднюю точку обмотки II высокочастотного трансформатора Tr поступает импульсное напряжение положительной полярности, уменьшающее исходное отрицательное смещение на базах транзисторов T_{14} и T_{16} , которое задается делителем $R_{48}-R_{52}$. При этом амплитуда сигнала автоматически уменьшается. Конденсатор C_{27} служит для сглаживания пульсаций управляющего напряжения.

Примененная схема стабилизации напряжения генератора обеспечивает нормальную работу магнитофона в режиме записи при изменении напряжения питания в пределах 6,8—12,6 В. В отличие от других моделей магнитофонов это дает возможность использования батарей с более глубоким разрядом. Снижение напряжения питания вызывает лишь уменьшение максимальной выходной мощности при воспроизведении, но практически не отражается на качестве записи.

В табл. 3 приведены данные измерений режимов транзисторов схемы рис. 38 по постоянному току (измерено вольтметром ВК7-9).

Данные измерений режимов транзисторов по переменному току в режиме воспроизведения приведены в табл. 4. Условия измерения при этом следующие: входное напряжение частоты 400 Гц составляет 0,2 мВ, выходная мощность 3 Вт при сопротивлении нагрузки

Таблица 3

Транзистор		T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6	T_7	T_8	T_9	T_{10}
Напряже- ние на электро- дах, В	U_K	-4,0	-6,8	-4,8	-8,5	-5,0	-6,0	-6,5	-12	-6,6	-12
	U_6	-0,9	-5,5	-0,3	-5,8	-1,2	-2,4	-0,4	-6,8	-6,5	-6,7
	U_9	-0,9	-5,4	-0,2	-5,7	-1,1	-2,2	-0,3	-6,7	-0,1	-6,8

Продолжение табл. 3

Транзис- тор	T_{11}	T_{12}	T_{13}	T_{14} T_{15}	T_{16}	T_{17}	T_{18}	T_{19}	T_{20}	T_{21}	
Напряже- ние на электро- дах, В	U_K	-6,8	-12	-6,8	-12	-7,3	-3,5	-2,5	-7,6	-5,9	-3,3
	U_6	-0,1	-6,7	-0,1	+1,8	-0,3	-5,0	-7,3	-8,2	-7,6	-6,7
	U_9	0	-6,8	0	-0,5	-0,2	-5,7	-7,9	-8,8	-8,2	-7,4

Таблица 4

Транзис- тор		T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6	T_7	T_8	T_9
Напряже- ние на электро- дах, мВ	U_K	2,2	—	1,3	—	580	80	3 100	—	265
	U_6	0,2	—	2,2	—	1,2	115	50	3000	3100
	U_9	—	1,3	—	580	—	—	—	2900	2750

Продолжение табл. 4

Транзис- тор		T_{10}	T_{11}	T_{12}	T_{13}	T_{17}	T_{18}	T_{19}	T_{20}	T_{21}
Напряже- ние на электро- дах, мВ	U_K	—	2750	—	2750	2,5	4,0	58	380	2,5
	U_6	2900	265	2900	265	2,5	1,5	2,8	58	1,4
	U_9	2750	—	2750	—	2,5	—	—	56	—

Таблица 5

Транзис- тор		T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	$T_{11}-T_{17}$	T_{18}
Напря- жение на электро- дах, мВ	U_K	2,7	—	1,1	—	465	3 500	370
	U_6	0,2	—	2,2	1,1	—	2 800	300
	U_9	—	1,1	—	465	—	320	300

2 Ом, вольтметр типа ВЗ-38. Режимы транзисторов по переменному току в режиме записи приведены в табл. 5 (входное напряжение 0,2 мВ).

Основные технические данные магнитофона «Весна-201-Стерео»

Напряжение питания:

от сети переменного тока через внешний блок питания БП-12/10	127,220 В $\pm 10\%$
от внутреннего источника постоянного тока (8 элементов типа 373)	6,8—12,6 В
от аккумулятора автомобиля	12 В
Мощность, потребляемая от сети переменного тока, не более	30 В·А
Скорость ленты	4,76 см/с
Коэффициент детонации, не более	0,3%
Количество дорожек записи	4
Рабочий диапазон частот	63—1000 Гц
Относительный уровень помех, не более:	
в режиме воспроизведения	—46 дБ
в режиме записи — воспроизведения	—44 дБ
Коэффициент гармонических искажений на линейном выходе, не более	4%
Продолжительность работы от комплекта элементов типа 373 при работе на внутренний громкоговоритель, не менее	10 ч.
Длительность записи или воспроизведения обеих пар дорожек при использовании ленты толщиной 18 мкм (кассета МК-60)	60 мин.
Номинальная выходная мощность:	
в режиме «Моно»	0,8 Вт
в режиме «Стерео» в каждом канале	3,0 Вт
Максимальная выходная мощность:	
в режиме «Моно»	2 Вт
в режиме «Стерео» в каждом канале	6 Вт
Внешняя акустическая система	8АС3 (2 шт.)
Габаритные размеры	367×224,5× ×100 мм
Масса магнитофона без акустической системы и блока питания	4,5 кг
Магнитные головки: универсальная ЗД24Н1 и стирающая СГ-9	

1. Таблица замены зарубежных транзисторов отечественными

Тип транзистора	Материал	Структура	Основные параметры			Предельные параметры			Возможная замена
			$f_{гр},$ МГц	$h_{21э}$	$C_k,$ пФ	$P_{к.макс},$ мВт	$U_{кб.макс},$ В	$I_{к.макс},$ мА	
BC108	Кремний	<i>n-p-n</i>	300	≥ 125	4,5	300	20	100	КТ342А, КТ315В
BC109	»	<i>n-p-n</i>	300	≥ 240	4,5	300	20	100	КТ342Б, КТ315В
BC148	»	<i>n-p-n</i>	—	—	—	—	—	—	КТ342А, КТ201Г
BC149	»	<i>n-p-n</i>	—	—	—	—	—	—	КТ342Б
BC168	»	<i>n-p-n</i>	—	—	—	—	—	—	КТ342А, Б
BC309С	»	<i>n-p-n</i>	—	—	—	—	—	—	КТ315Г, КТ342Б
2N697	»	<i>n-p-n</i>	150	≥ 75	20	600	60	—	КТ602Б
2N930	»	<i>n-p-n</i>	80	≥ 100	8	300	45	—	КТ342Б, КТ315Г
2N2484	»	<i>n-p-n</i>	60	≥ 200	6	360	60	—	КТ342Б, КТ315Г
2N2924	»	<i>n-p-n</i>	200	≥ 150	—	200	25	—	КТ342А, КТ315В
2N3709	»	<i>n-p-n</i>	80	≥ 40	—	250	30	—	КТ603Б
2N5254	»	<i>n-p-n</i>	—	—	—	—	—	—	КТ802А, КТ805А
2SC458LG	»	<i>n-p-n</i>	—	—	—	—	—	—	КТ315В
2SO33	»	<i>n-p-n</i>	—	—	—	—	—	—	КТ802А, КТ805А
2SO34	»	<i>n-p-n</i>	—	—	—	—	—	—	КТ802Л, КТ805А

Тип транзистора	Материал	Структура	Основные параметры			Предельные параметры			Возможная замена
			$f_{гр}$, МГц	$h_{21э}$	C_k , пФ	$P_{к-макс}$, мВт	$U_{кб-макс}$, В	$I_{к-макс}$, мА	
BC167	Кремний	<i>p-n-p</i>	—	—	—	—	—	—	КТ361Б, КТ104В
BC239C	»	<i>p-n-p</i>	—	—	—	—	—	—	КТ361Б, КТ326Б
MPS6518	»	<i>p-n-p</i>	—	—	—	—	—	—	КТ361Б, КТ104В
2N3702	»	<i>p-n-p</i>	—	40—120	—	300	25	—	КТ326Б, КТ104В
2N4058	»	<i>p-n-p</i>	—	≥ 100	—	250	30	—	То же
2NA562	»	<i>p-n-p</i>	—	—	—	—	—	—	КТ104В, КТ361Б
2N5458	Полевой с каналом <i>n</i> -типа	—	—	—	—	—	—	—	КП303А, КП303Б
25KV30(V)	То же	—	—	—	—	—	—	—	КП303А, КП303Б

Примечания: 1. Приняты следующие обозначения параметров:

$f_{гр}$ — граничная частота коэффициента передачи тока в схеме с общим эмиттером;

$h_{21э}$ — статический коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером;

C_k — емкость коллекторного перехода;

$P_{к-макс}$ — максимально допустимая постоянная рассеиваемая мощность коллектора;

$U_{кб-макс}$ — максимально допустимое постоянное напряжение коллектор — база;

$I_{к-макс}$ — максимально допустимый ток коллектора.

2. Указанные типы отечественных транзисторов не являются полными аналогами зарубежных, рекомендуемая замена относится лишь к схемам, рассмотренным в данной книге.

2. Таблица возможной замены зарубежных диодов и стабилитронов отечественными

Тип диода	Материал p-n-пе- рехода	Назначение диода	Параметры диодов			Параметры стабилитронов			Возможная замена
			$U_{обр-макс'}$ В	$I_{обр'}$ мА	$I_{оп-ср-макс'}$ мА	$U_{ст'}$ В,	$I_{ст-макс'}$ мА	$P_{макс'}$ Вт	
AA119	Ge	Универсальный	30	$\leq 4,5$	100	—	—	—	Д9К, Д310
AAV12	Ge	Универсальный	10	$\leq 1,1$	115	—	—	—	Д310
BA217	Si	Импульсный	—	—	—	—	—	—	Д223, Д104
HS3131	Si	Выпрямительный	—	—	—	—	—	—	Д226
KB162	Si	Импульсный	—	—	—	—	—	—	Д223, Д104
OA47	Ge	Импульсный	10	≤ 30	110	—	—	—	Д310, Д311А
OA91	Ge	Универсальный	10	≤ 4	50	—	—	—	Д310,
OA200	Si	Универсальный	50	0,02	160	—	—	—	КД103, КД504
SFD108	Ge	Импульсный	100	≤ 250	30	—	—	—	Д312, Д14

Тип диода	Материал p-n-пе- рехода	Назначение диода	Параметры диодов			Параметры стабилитронов			Возможная замена
			$U_{обр-макс}$, В	$I_{обр}$, мА	$I_{оп.ср-макс}$, мА	$U_{ст}$, В	$I_{ст-макс}$, мА	$P_{макс}$, Вт	
1N60	Ge		25	≤ 30	50	—	—	—	Д9К, Д310
1N414В	Si	Импульсный	—	—	—	—	—	—	Д220, Д223
1N914	Si	Универсальный	75	≤ 5	75	—	—	—/	Д220, Д223
1N4003	Si	Выпрямительный	—	—	—	—	—	—	КД203
1N5273	Si	Стабилитрон	—	—	—	—	—	—	Д814А, Д808
ОАЗ201	Si	»	—	—	—	4,8—5,4	20	0,28	КС147А, КС156
ОАЗ207	Si	»	—	—	—	9,2	20	0,28	Д814Б, Д809
BZY88/С9V1	Si	»	—	—	—	9,1	5	0,25	Д814Б, Д809
ZD8,4	Si	»	—	—	—	8,4	100	1,0	Д815В

Примечание. Приняты следующие обозначения параметров:

$U_{обр-макс}$ — максимально допустимое постоянное обратное напряжение диода;

$I_{обр}$ — постоянный обратный ток диода (при максимально допустимом обратном напряжении);

$I_{оп.ср-макс}$ — максимально допустимый средний выпрямленный ток диода;

$U_{ст}$ — напряжение стабилизации;

$I_{ст-макс}$ — максимально допустимый постоянный ток стабилизации;

$P_{макс}$ — максимально допустимая рассеиваемая мощность стабилитрона.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ratheiser L. Stereo-Hi-Fi-Cassetten-Recorder mit Dolby-System und 3-Motoren Laufwerk. — «Radio Elektronik Schau», 1973, H. 6, S. 367.
2. Mergner F. L. Dolby-System und Chromdioxid-Bänder in einem neuen Cassetten-Recorder. — «Funkschau», 1971, H. 18, S. 577.
3. Vögeding A. Tonqualität bei Eisen- und Chromdioxidband. — «Funkschau», 1972, H. 20, S. 727.
4. Christian E. Kobaltaktivierte, hochaussteuerbares Tonband für Kompakt-Cassetten. — «Funkschau», 1973, H. 8, S. 251.
5. Heller H. Noise Reduction Techniques. — «Audio», 1972, № 10, p. 18.
6. Орлов Ю. М. Устройство для шумоподавления А. С. № 191645 (СССР). Оpubл. в бюл. «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1967, № 4.
7. Орлов Ю. М. Расчет и настройка устройств шумопонижения. — «Техника кино и телевидения», 1968, № 10.
8. DNL substragiert Rauschen. — «Radio mentor electronic», 1972, H. 12, S. 612.
9. Skott H. Dynamic Noise Suppressor. — «Electronics», December 1947.
10. Шумоподаватель магнитофона. Патент Японии, кл. 98(5)A01 (H03), № 12041, 12042, 12043.
11. Friedman H. Reduce Tape Noise. — «Radio electronics», October 1972.
12. Burwen R. A Dynamic Noise Filter. — «J. Audio Eng. Soc.», 1971, № 2, p. 115.
13. Орлов Ю. М. Динамический фильтр-шумоподаватель. — «Техника кино и телевидения», 1974, № 10, 13—15.
14. Ives F. H. A Noise-Reduction System. Dynamic Spektral Filtering. — «J. Audio Eng. Soc.», 1972, № 7, p. 558—561.
15. Orban R. A Program-Controlled Noise Filter. — «J. Audio Eng. Soc.», 1974, № 1.
16. Априков Г. В. Регулируемые усилители. М., «Энергия», 1970.
17. Aldous D. Noise-Ex Recording System. — «International Broadcast Engineer», 1965, № 10, p. 510.
18. Burwen R. S. Design of a noise eliminator system. — «J. Audio Eng. Soc.», 1971, № 11, p. 906—911.
19. Dolby R. M. An Audio Noise Reduction System. — «J. Audio Eng. Soc.», 1967, № 4, p. 383—388.
20. Berkowitz R., Gundry K. Das Dolby-B-System, Grundbegriffe, Arbeitsweise und Anwendungsbereiche. — «Funktechnik», 1973, H. 2, 3.
21. Friedl H. Der Dolby-Stretcher im Kassetten-Tonbandgerät. — «Funkschau», 1972, № 1, S. 5.

22. Сухов Е. В. Подавитель шумов паузы. — «Радио», 1974, № 4, с. 36.
23. Dolby R. Optimum Use of Noise Reduction in FM-Broadcasting. — «J. Audio Eng. Soc.», 1973, № 5, p. 357.
24. Robinson D. Production of Dobby B-type cassettes. — «J. Audio Eng. Soc.», 1972, № 10, p. 835.
25. Konkurrerende Rauschunterdrückungsverfahren: Dolby-B und DNL vereint. — «Radio Elektronik Schau», 1974, H. 10, S. 600.
26. Owaki J. e. a. Further Improvements in the Discrete Four-Channel Disc System CD-4. — «J. Audio Eng. Soc.», 1972, № 5, p. 361.
27. Неверовский К. В. Взвешенные шумы конденсаторных микрофонов. — «Техника кино и телевидения», 1974, № 12, с. 17—20.
28. Dolby «B-Тур» in interessanter IC-Form. — «Electron J.», 1973, № 2, p. 38.
29. Медведев В. И., Богатырев А. С. Устройство для понижения шума фонограмм. А. С. № 411493 (СССР). Оpubл. в бюл. «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1974, № 2.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Некоторые тенденции развития бытовой звуко- записи	5
Пороговые шумоподавители	6
Шумоподаватель DNL	10
Использование принципа динамической фильтра- ции в профессиональной звукозаписи . . .	14
Компандерные устройства	23
Шумоподаватель Долби	34
Шумоподаватель ANRS	68
Приложение	83
Список литературы	87

Цена 24 коп.